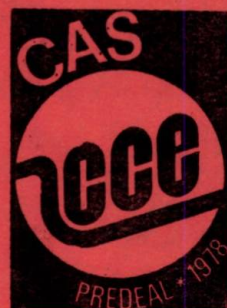


E 2040

Victor B



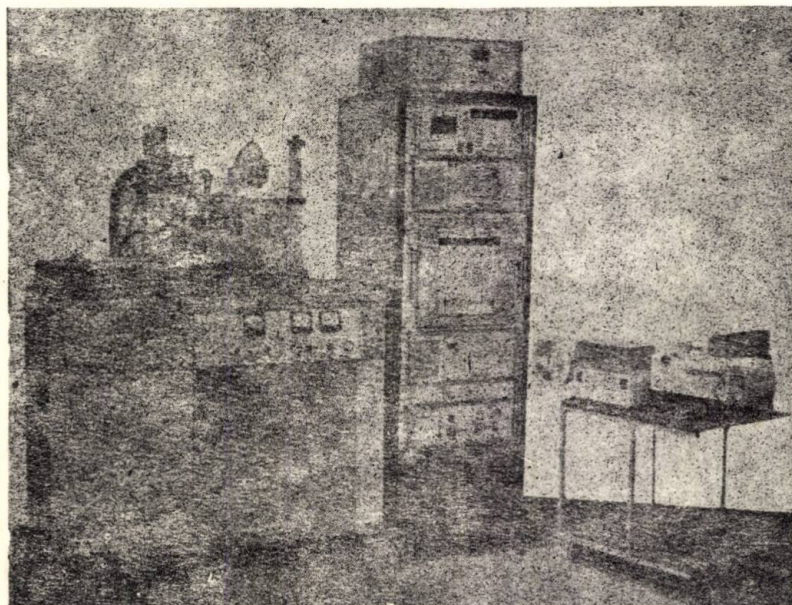
04



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 23 Nr. 1 • MARTIE 1979

Pentru cercul larg de studiere a structurilor roentgen în domeniul fizicii corpului solid, chimiei, cristalografiei, metalografiei, biologiei etc.



Difractometru roentgen de utilizare generală DRON-3

- studii ale structurii cantitative și calitative de fază;
- studii ale soluțiilor solide;
- determinarea macro și micro-tensiunii;
- studieri de textură;
- studii de descifrare a structurii monocristalelor; cu ajutorul

dispozitivelor suplimentare difractometrul DRON-3 permite studierea diferitelor materiale la temperaturi înalte (până la 2000°C) și joase (până la -180°C) și de asemenea efectuarea de cercetări la unghiuri mici.

EXPORTATOR:

 **Techsnabexport**

32/34 Smolenskaia - Sennaia 121200 Moskova - URSS

Tel. 244-32-85; Telex 7628

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 23

Nr. 1

martie 1979

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.38.001

TRANZISTOR BIPOLAR
CURENȚI ÎN EXCES
ZGOMOT DE EXPLOZIE

Mihăilă, M., Bădilă, M.: Curenți în exces și zgomot de explozie în tranzistoare bipolare cu siliciu.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 1

Lucrarea explică fenomenologic apariția curenților în exces în tranzistoare care prezintă zgomot de explozie.

CZ 621.325

FLUX TEHNOLOGIC
DIODE ELECTROLUMINESCENTE
ELEMENTE DE AFIȘARE MULTIDIGIT

Nan, S. ș.a.: Dispozitive electroluminescente cu GaAsP.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 5

Se prezintă rezultatele obținute în domeniul dispozitivelor electroluminescente pe bază de GaAsP, realizate la I.C.C.E.

CZ 621.385.2

DIODE IMPATT
TEHNOLOGIA PLESA-LOCOS

Postolache, C. ș.a.: Realizarea diodelor IMPATT pasivate prin tehnologia PLESA-LOCOS cu radiator selectiv.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 10

Sînt descrise cercetările legate de obținerea unor diode Impatt pasivate prin utilizarea unei tehnologii noi, PLESA-LOCOS cu radiator selectiv, tehnologie pusă la punct în I.C.C.E.

CZ 621.314

CIRCUITE INTEGRATE
SINTETIZARE
SEMNALE SINUSOIDALE

Rusu, A., Negoită, M.: Aplicații ale circuitelor integrate digitale pentru generarea de semnale sinusoidale.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 13

Lucrarea prezintă o schemă originală de sintetizare a semnalelor sinusoidale în gama de audiofrecvență utilizînd circuite integrate digitale. Metoda are la bază aproximarea prin trepte de tensiune a formei semnalului sinusoidal și filtrarea lui ulterioară cu filtre active.

CZ 536.589

RĂCIRE TERMoeLECTRICĂ
EFFECT PELTIER

Jaklowszky, J., Aldica, Gh.: Termostatarea prin efect Peltier în electronică.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 17

Lucrarea se referă la aplicații ale răcirii termoelectrice, cu avantajele economice ale sale.

CZ 621.317.7.082.6

TERMISTOARE
POZISTOARE

Nicolau, P. ș.a.: Termistoare de mare sensibilitate pentru măsurarea și controlul temperaturii cu largi aplicații în electrotehnică și automată.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 20

Articolul prezintă tehnologia de obținere și caracteristicile principale ale termistoarelor și pozistoarelor, precum și aplicațiile acestor dispozitive.

CZ 621.385

DIODA LUMINESCENTĂ
RECOMBINARE RADIANTĂ

Goldenblum, A., Popovici, G., Elena, E.: Dioda luminescentă din GaP cu emisie în domeniul verde al spectrului.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 22

Lucrarea se referă la realizarea unor diode luminescente din GaP cu emisie în domeniul verde al spectrului luminos și se analizează procesele de recombinare radiantă pentru emisia diodelor.

CZ 621.3.047:621.3.083

CAPTOR REZISTIV
MĂSURĂTORI

Belu, A. ș.a.: Captor rezistiv de masă cu traductoare tensometrice rezistive cu straturi subțiri semiconductoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 27

Se descrie construcția unui captor rezistiv de masă cu straturi semiconductoare subțiri.

621.382

DIFUZIA BORULUI ÎN SILICIU
ECUAȚIA DIFUZIEI
MODELARE

Vild-Maior, A., Bodea, M.: Modelarea pe minicalculator a difuziei borului în atmosferă oxidantă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 29

Lucrarea prezintă elementele necesare modelării pe minicalculator a difuziei borului în atmosferă oxidantă.

CZ 621.385

DIODE VARACTOR
TEHNOLOGIA PLESA-LOCOS

Müller, A. ș.a.: Proiectarea, tehnologia și realizarea diodelor varactor de acord și parametrice.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 32

Se prezintă un sistem general de proiectare a diodelor varactor de acord abrupte și hiperabrupte.

CZ 621.3:681.175

TIRISTOARE
TIMP DE BLOCARE
MĂSURĂRI

Ștefănescu, E., Dimitriu, F.: Metodă de măsură a timpului de blocare la tiristoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 38

Se tratează despre problemele ridicate de măsurarea timpului de blocare la tiristoare și metoda folosită pentru îmbunătățirea performanțelor circuitului de măsură.

CZ 621.382

DIFUZIE ÎN SILICIU
PROFIL DE IMPURITĂȚI
FOSFOR, BOR

Găiseanu, F. ș.a.: Determinarea profilului superficial de difuzie a fosforului și borului în siliciu.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 40

Se analizează distribuția concentrației de impurități (fosfor și bor) electric active în siliciu și se prezintă o nouă metodă de determinare a profilului fosforului difuzat (electric activ plus electric inactiv).

CZ 621.317.794

BOLOMETRU CU TERMISTOR
CONSTRUCȚIE, PARAMETRI

Constantin, C., Ribco, L.: Bolometru cu termistor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 1, mar 1979, p. 44

Lucrarea descrie modul de realizare a bolometrelor cu termistor.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.38.001

ДВУХПОЛЮСНЫЙ ТРАНЗИСТОР
ИЗБЫТОЧНЫЕ ТОКИ
ВЗРЫВНОЙ ШУМ

Михэилэ, М., Бăдилă, М.: Избыточные токи и взрывной шум в двухполюсных кремниевых транзисторах.

Э. Э. А. — *Автоматика и электроника* 23, № 1, март 1979 г., стр. 1

Работа феноменологически объясняет появление избыточных токов в транзисторах, представляющих взрывной шум.

УДК 621.325

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ПОТОК
ЭЛЕКТРОСВЕЧАЮЩИЕСЯ ДИОДЫ
ЭЛЕМЕНТЫ МУЛЬТИДИГИТНОГО
АФИШИРОВАНИЯ

Нан, С. и другие: Электроосвещающиеся устройства на основе GaAs.

Э. Э. А. — *Автоматика и электроника* 23, № 1, март 1979 г., стр. 5

В работе представляются полученные результаты в области электроосвещающихся элементов на основе GaAs созданных в I.C.C.E.

УДК 621.385.2

ДИОДЫ ИМПАТТ
ТЕХНОЛОГИЯ ПЛЕСА-ЛОКОС

Постолаче, К. и другие: Изготовление диодов ИМПАТТ пассивированных путем технологии ПЛЕСА-ЛОКОС со селективным радиатором.

Э. Э. А. — *Автоматика и электроника* 23, № 1 март 1979 г., стр. 10

В работе изложены исследования, связанные с получением диодов типа ИМПАТТ, пассивированных путем использования новой технологии ПЛЕСА-ЛОКОС со селективным радиатором. Данная технология была налажена в I.C.C.E..

УДК 621.314

ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ
СИНТЕРИЗАЦИЯ
СИНУСОИДАЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ*Русу, А., Негоицэ, М.: Применение интегрирующих дигитальных цепей для генерирования синусоидальных сигналов.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 13

В работе представляется оригинальная схема синтеризации синусоидальных сигналов в диапазоне аудиочастоты при использовании дигитальных интегрированных цепей. Этот метод основывается на аппроксимации посредством ступеней напряжения формы синусоидального сигнала и на последующей фильтрации с активными фильтрами.

УДК 536.581

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ
ОХЛАЖДЕНИЕ
ЭФФЕКТ ПЕЛЬТИЕ*Яковлевский, И., Алдика, Г.: Термостабильность путём эффекта Пельтье в области электроники.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 17

Данная работа представляет применения термоэлектрического охлаждения и свои экономические преимущества.

УДК 621.317.7.082.6

ТЕРМИСТОРЫ
ПОЗИСТОРЫ*Николау, П. и др. Термисторы большой чувствительности широкого применения в области электротехники и автоматики для проверки температуры.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 20

В статье излагаются технология получения и основные характеристики термисторов и позисторов, а также и применения данных устройств.

УДК 621.385

СВЕТАЩИЙСЯ ДИОД
ИЗЛУЧАЮЩЕЕ ПЕРЕСОЕДИНЕНИЕ*Голденблум, А., Попович, Г., Элена, Е.: Светящийся диод на основе Ga P со эмиссией в зелёной области спектра.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 22

Данная работа относится к изготовлению светящихся диодов на основе GaP со эмиссией в зелёной области светлого спектра и рассматриваются процессы излучающего пересоединения для эмиссии диодов.

УДК 621.3.047:621.3.083

РЕЗИСТИВНЫЙ УЛОВИТЕЛЬ
ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК*Белу, А. и другие: Резистивный уловитель массы с тензодатчиками резистивными датчиками и с полупроводниками тонкими слоями.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 27

В работе описывается строительство резистивного уловителя массы с тонкими полупроводящими слоями.

УДК 621.382

ДИФФУЗИЯ БОРА В КРЕМНИИ
УРАВНЕНИЕ ДИФфуЗИИ
МОДЕЛИРОВАНИЕ*Вилд-Майор, А., Бодя, М.: Моделирование на мини-ЭВМ диффузии бора в кремнии в условиях окисляющей среды.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 29

Работа представляет элементы необходимые для моделирования на миниЭВМ диффузии бора в окисляющей среде.

УДК 621.385

ДИОДЫ-ВАРАКТОРЫ
ТЕХНОЛОГИЯ ПЛЕСА—ЛОКОС*Мюллер, А. и другие: Проектирование, технология и изготовление согласованных параметрических диодов типа варактор.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 32

В статье представляется общая система проектирования диодов типа варактор крутые и гиперкрутые.

УДК 621.3:681:175

ТРИСТОРЫ
ВРЕМЯ БЛОКИРОВКИ
ИЗМЕРЕНИЯ*Штефанеску, Е., Димитриу, Ф.: Метод измерения времени блокировки тиристор.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 38

Рассматриваются вопросы относительно измерения времени блокировки тиристор, а также метод использованный для улучшения качеств измеряемой цепи.

УДК 621.382

ДИФФУЗИЯ В КРЕМНИИ
ПРОФИЛЬ ПРИМЕСИ
ФОСФОР, БОР*Гэйсяну, Ф. и другие: Определение поверхностных профилей диффузии фосфора и бора в кремнии.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 40

Рассматривается распределение концентрации примеси (фосфор и бор) активной с электрической точки зрения в кремнии а также представляется новый метод определения профиля диффузного фосфора (активного электрически плюс электрически безактивного).

УДК 621.317.794

БАЛОМЕТР С ТЕРМИСТОРАМИ
СТРОИТЕЛЬСТВО, ПАРАМЕТРЫ*Константин, К., Рыбко, Л.: Балометр с термисторами.*

Э.Э.А.—Автоматика и электроника 23, № 1, март 1979 г., стр. 44

В работе описывается способ создания балометров с термисторами.

I N H A L T

DK 621.38.001

ZWEIPOLIGER TRANSISTOR
ÜBERSTRÖME
EXPLOSIONSGERÄUSCH*Mihăilă, M., Bădilă, M.: Überströme und Explosionsgeräusch in zweipoligen Siliziumtransistoren.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 1, März 1979, p. 1

Die Arbeit erklärt phänomenologisch das Erscheinen der Überströme in Transistoren, die Explosionsgeräusche hervorrufen.

DK 621.325

ARBEITSGANG
ELEKTROLUMINESZENTE DIODEN
NUMERISCHE ANZEIGEELEMENTE*Nan, S. u.a.: Elektrolumineszente Vorrichtungen mit GaAsP.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 1, März 1979, S. 5

Es werden die Ergebnisse dargestellt, die im Bereich der im I.C.C.E. entwickelten elektrolumineszenten Vorrichtungen auf der Grundlage von GaAsP erzielt wurden.

DK 621.385.2

IMPATT — DIODE
PLESA-LOCOS TECHNOLOGIE*Postolache, C. u.a.: Die Herstellung der passivierten IMPATT-Dioden mit Hilfe der Plesa-Locos Technologie mit Selektivkühler.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 1, März 1979, S. 10

Es werden die Untersuchungen zur Erzielung von passivierten IMPATT-Dioden durch die Benützung einer neuen im ICCE verbesserten Technologie, u.z. Plesa-Locos mit Selektivkühler, beschrieben.

DK 621.314

INTEGRIERKREISE
SINTERUNG
SINUSOIDALSIGNALE*Rusu, A., Negoită, M.: Anwendungen der Digitalintegrierkreise für die Erzeugung der Sinusoidalsignale.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 1, März 1979, S. 13

Die Arbeit bringt ein originelles Sinterungsschema der Sinusoidalsignale im Bereich der Audiofrequenz, Digitalintegrierkreise benützend. Die Methode hat als Grundlage die Annäherung der Sinusoidalsignalförmigkeit durch Spannungsstufen und die nachträgliche Filterung mit Aktivfilter.

THERMOELEKTRISCHE KÜHLUNG
Peltier-Effekt

Jaklovsky, J., Aldica, Gh.: **Thermostatierung durch den Peltier-Effekt in der Elektronik.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 17

Die Arbeit bezieht sich auf die Anwendungen der thermoelektrischen Kühlung mit ihren ökonomischen Vorteilen.

DK 621.317.7.082.6

THERMISTORE
POSISTORE

Nicolau, P. u.a.: **Thermistore mit hoher Empfindlichkeit für Temperaturkontrolle mit vielseitigen Anwendungen in der Elektrotechnik und Automatik.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 20

Der Artikel beschreibt die Herstellungstechnologie und die wichtigsten Merkmale der Thermistore und Posistore, so wie die Anwendung dieser Vorrichtungen.

DK 621.385

LUMINESZENTE DIODE
RADIANTE REKOMBINATION

Goldenblum, A., Popovici, G., Elena, E.: **Die lumineszente Diode aus GaP mit Ausstrahlung im grünen Bereich des Spektrums.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 22

Die Arbeit bezieht sich auf die Entwicklung lumineszenter Dioden aus GaP mit Ausstrahlung im grünen Bereich des Lichtspektrums und analysiert die radianten Rekombinationsprozesse für die Ausstrahlung der Dioden.

DK 621.3.047 : 621.3.082

HOCHOHMISCHER WANDLER
BESTIMMUNGSMESSUNGEN

Belu, A. u.a.: **Hochohmischer Massenwandler mit tensor-metrischen hochohmischen Umwandlern mit dünnen Halbleiterschichten.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 27

Es wird der Bau eines hochohmischen Massenwandlers mit dünnen Halbleiterschichten beschrieben.

DK 621.382

BORDIFFUSION IN SILIZIUM
DIFFUSIONSGLEICHUNG
FORMUNG

Vild-Maior, A., Bodea, M.: **Die Formung der Bordiffusion in einer oxydierenden Atmosphäre auf einem Minirechner.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 29

Die Arbeit beschreibt die Elemente, die zur Formung der Bordiffusion in einer oxydierenden Atmosphäre auf einem Minirechner notwendig sind.

DK 621.385

VARICAPE
PLESA-LOCOS-TECHNOLOGIE

Müller, A. u.a.: **Das Entwerfen, die Technologie und die Entwicklung der Abstimmungs- und Parametervaricape.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 32

Es wird ein allgemeines Entwurfssystem der Abstimmungsvaricape mit steiler und sehr steiler Kennlinie dargestellt.

DK 621.3 : 681.175

THYRISTORE
SPERZEIT
MESSUNGEN

Ștefănescu, E., Dimitriu, F.: **Methode zur Messung der Sperrzeit bei Thyristoren.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 38

Es werden die Probleme im Zusammenhang mit der Sperrzeit bei Thyristoren und die Methode zur Verbesserung der Messkreisleistungen behandelt.

DK 621.382

SILIZIUMDIFFUSION
FREMDKÖRPERPROFIL
PHOSPHOR, BOR

Găiseanu, F. u. a.: **Bestimmung des Oberflächenprofils der Phosphor- und Bordiffusion in Silizium.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 40

Es wird die Verteilung der elektrisch aktiven Fremdkörperkonzentration (Phosphor und Bor) in Silizium untersucht und eine neue Bestimmungsmethode des gestreuten Phosphorprofils (elektrisch aktiv plus elektrisch nichtaktiv) analysiert.

DK 621.317. 794

THERMISTORBOLOMETER
AUFBAU, PARAMETER

Constantin, C., Ribco, L.: **Thermistorbolometer.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 44

Die Arbeit beschreibt die Herstellungsweise der Thermistorbolometer.

C O N T E N T S

DC 621.38.001

BIPOLAR TRANSISTOR
CURRENTS IN EXCESS
BURST NOISE

Mihăilă, M., Bădilă, M.: **Currents in Excess and burst Noise in Bipolar Silicon Transistors.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 1

The paper phenomenologically explains the surging of the currents in excess in transistors showing burst noise.

DC 621.325

FLOW SHEET
ELECTROLUMINESCENT DIODES
MULTIDIGIT DISPLAY ELEMENTS

Nan, S. a.o.: **Electroluminescent Devices with GaAsP.**

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 23, März 1979, S. 5

The paper presents the results obtained in the field of electroluminescent devices based on GaAsP, made by ICCE.

DC 621.385.2

IMPATT DIODES
PLESA-LOCOS TECHNOLOGY

Postolache, C. a.o.: **Manufacturing of the Passivated Impatt Diodes with Selective Heat-tink by Means of Plesa-Locos Technology.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, März 1979, S. 10

The paper describes researches concerning the manufacturing of the passivated impatt diodes by means of a new technology. Plesa-Locos with selective radiator, established in the ICCE.

DC 621.314

INTEGRATED CIRCUITS
SINTERING
SINE-WAVE SIGNAL

Rusu, A., Negoită, M.: **Digital Integrated Circuit Application in Generating Sine-Wave Signal.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 1, März 1979, S. 13

The paper presents an original scheme of sintering the sine-wave signals in the range of audiofrequency, using digital integrated circuits. The method is based on the approximation by voltage steps of the shape of the sine signal and its ulterior filtering by means of active filters.

DC 536.581

THERMOELECTRICAL COOLING
Peltier Effect

Jaklovsky, J., Aldica, Gh.: **Peltier Effect Thermostating in Electronics.**

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 23, nr. 1, März 1979, p. 17

The paper deals with the applications of the thermoelectrical cooling, together with its economical advantages.

DC 621.317.7.082.6

THERMISTOR
POSISTOR

Nicolau, P. a.o.: **High-Sensitivity Thermistors for Temperature Control with Vast Applications in Electronics and Automatic.**

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 23, März nr. 1, 1979, p. 20

The article deals with the manufacturing technology together with the main characteristics of thermistors and posistors, as well as the possibilities of using these devices.

DC 621.385

LUMINESCENT DIODE
RADIANT RECOMBINATION

Goldenblum, A., Popovici, G., Elena, E.: **The Luminescent Diode Made of GaP with Emission in the Green Band of the Spectre.**

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 23, nr. 1, März 1979, p. 22

The paper deals with the manufacturing of the GaP luminescent diodes with emission in the green band of the spectre, analysing the radiant recombination processes for their emission.

DC 612.3.047 : 621.3.083

RESISTIVE TRAP
CHARACTERIZING MEASUREMENTS

Belu, A. a.o.: **Mass Resistive Trap with Resistive Tensiometrical Transducer with Thin Semiconductor Strata.**

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 23, nr. 1, März 1979, p. 27

The construction of a mass resistance trap with thin semiconductor strata is described in the paper.

DC 621.382

BORON DIFFUSION IN SILICON
DIFFUSION EQUATION
MODELLING

Vild-Maior, A., Bodea, M.: The Minicomputer Modelling of the Boron Diffusion in an Oxidated Atmosphere.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 29

The paper presents the necessary elements for the minicomputer modelling of the boron diffusion in unoxidated atmosphere.

DC 621.385

VARACTOR DIODES
PLESA-LOCOS TECHNOLOGY

Müller, A. a.o.: Design, Technology and Manufacturing of the Tuning and parametric-amplifier Varactor Diodes.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 32

A general design system for abrupt and hiperabrupt varactor diodes is presented in this paper.

DC 621.3:681.175

THYRISTOR
BLOCKING TIME
MEASUREMENTS

Ștefănescu, E., Dimitriu, F.: A Measuring Method of the Blocking Time in the Thyristors.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 38

The paper deals with the problems of blocking time measurements in thyristors and the method used for ameliorating the measuring circuit performances.

DC 621.382

DIFFUSION IN SILICON
IMPURITY PROFILE
PHOSPHORUS, BORON

Găiseanu, F. a. o.: The Determining of the Superficial Phosphorus and Boron Diffusion in Silicon Diffusion Profiles.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 40

The paper analyses the impurities concentration distribution (phosphorus and boron) electrically active, in Silicon, as well as a new technique for determining the diffused phosphorus profile (electrically active plus electrically inactive).

DC 621.317.794

THERMISTOR BOLOMETER
MANUFACTURING PARAMETERS

Constantin, C., Ribco, L.: Thermistor Bolometer.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 44

The paper describes the manufacturing of the thermistor bolometers.

SOMMAIRE

CD 621.38.001

TRANSISTOR BIPOLAIRE
COURANTS EN EXCÈS
BRUIT EN CRÉNEAUX

Mihăilă, M., Bădilă, M.: Les courants en excès et le bruit en créneaux dans les transistors bipolaires à silicium.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 1

L'ouvrage explique d'une manière phénoménologique l'apparition des courants en excès dans les transistors qui présentent le bruit en créneaux.

CD 621.325

FLUX MÉGNETIQUE
DIODES LED
ELEMENTS D'AFFICHAGE NUMÉRIQUE

Nan, S. et autres: Dispositifs électroluminescents à GaAsP.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 5

On présente les résultats obtenus dans le domaine des dispositifs électroluminescents ayant comme élément principal GaAsP, réalisés à I.C.C.E.

CD 621.385.2

DIODES IMPATT
TECHNOLOGIE PLESA-LOCOS

Postolache, C. et autres: Réalisation des diodes IMPATT passives, par la technologie Plesla-Locos à radiateur sélectif.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 10

On décrit les recherches concernant l'obtention des diodes IMPATT passives, par l'utilisation d'une technologie nouvelle PLESA-LOCOS à radiateur sélectif, technologie mise au point à I.C.C.E.

CD 621.314

CIRCUITS INTÉGRÉS
SINTERISATION
SIGNALS SINUSOÏDAUX

Rusu, A., Negoită, M.: Applications des circuits intégrés digitaux pour générer les signaux sinusoïdaux.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 13

L'ouvrage présente un schéma original de sinterisation des signaux sinusoïdaux dans la gamme d'audiofréquence utilisant des circuits intégrés digitaux. La méthode a pour fondement l'approche par degrés de tension de la forme du signal sinusoïdal et sa filtration ultérieure à l'aide des filtres actifs.

CD 536.581

REFEROÏDISSEMENT THERMOELECTRIQUE
EFFET Peltier

Jakovszky, J., Aldica, Gh.: Le thermostatage par l'effet Peltier en électronique.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 17

L'ouvrage se rapporte aux applications du refroidissement thermoélectrique avec ses avantages économiques.

CD 621.317.7.082.6

THERMISTORS
POSISTORS

Nicolau, P. et autres: Thermistors de grande sensibilité pour le contrôle de la température avec de multiples applications en électrotechnique et automatique.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 20

L'article présente la technologie d'obtention et les caractéristiques principales des thermistors et posistors, ainsi que les applications de ces dispositifs.

CD 621.385

DIODE LUMINESCENTE
RECOMBINAISON RADIANTE

Goldenblum, A., Popovici, G., Elena, E.: Diode luminescente de GaP avec émission dans le domaine vert du spectre.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 22

L'ouvrage se rapporte à la réalisation d'une diode luminescente de GaP à émission dans le domaine vert du spectre lumineux et on analyse les processus de recombinaison radiante pour l'émission des diodes.

CD 621.3.047:621.3.083

CAPTEUR RESISTIF
MESURES DE CARACTERISATION

Belu, A. et autres: Capteur résistif de masse avec des transducteurs tensométriques résistifs à couches minces semiconductrices.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 27

On décrit la construction d'un capteur résistif de masse avec des couches semiconductrices minces.

CD 621.382

DIFFUSION DU BORE EN SILICIUM
EQUATION DE LA DIFFUSION
MODELAGE

Vild-Maior, A., Bodea, M.: Le modelage de la diffusion du bore dans l'atmosphère oxydante sur le minicalcateur.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 29

L'ouvrage présente les éléments nécessaires pour modéliser sur le minicalcateur, la diffusion du bore dans l'atmosphère oxydante.

CD 621.385

DIODE „VARACTOR”
TECHNOLOGIE PLESA-LOCOS

Müller, A. et autres: La projection, la technologie et la réalisation des diodes „varactor” d'accord et paramétriques.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 32

On présente un système général de projection des diodes „varactor” d'accord abruptes et hypéabruptes.

CD 621.3:681.175

THYRISTORS
TEMPS DE BLOCAGE
MESURES

Ștefănescu, E., Dimitriu, F.: Méthode pour la mesure du temps de blocage aux thyristors.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 38

On traite les problèmes posés par la mesure du temps de blocage aux thyristors et la méthode employée pour l'amélioration des performances du circuit de mesure.

CD 621.382

DIFFUSION EN SILICIUM
PROFIL D'IMPURITÉS
PHOSPHORE, BORE

Găiseanu, F. et autres: Déterminations des profils superficiels de diffusion du phosphore et du bore en silicium.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 40

On analyse la distribution de la concentration d'impuretés (phosphore et bore) actives du point de vue électrique en silicium et on présente une méthode nouvelle pour déterminer le profil du phosphore diffusé (actif et nonactif du point de vue électrique).

CD 621.317.794

BOLOMETRE A THERMISTOR
CONSTRUCTION, PARAMETRES

Constantin, C., Ribco, L.: Bolomètre à thermistor.

E.E.A. - Automatica și Electronica 23, nr. 1, Mars 1979, p. 44

L'ouvrage décrit le mode de réalisation des bolomètres à thermistor.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 1

CZ 621.38.001

TRANZISTOR BIPOLAR
CURENȚI ÎN EXCES
ZGOMOT DE EXPLOZIE

Curenți în exces și zgomot de explozie în tranzistoare bipolare cu siliciu*

MIHAI MIHĂILĂ, MARIAN BĂDILĂ ** — BUCUREȘTI

Introducere

Prezența unor curenți în exces în caracteristica directă a unei joncțiuni $n^+ - p$ (ex.: joncțiunea emitor — bază) este un indicativ puternic al apariției zgomotului de explozie [1 — 4].

Conform modelului Hsu — Whittier — Mead, pentru generarea zgomotului de explozie sînt necesare două defecte: unul minor (centru de generare — recombinare sau trapă) și unul major (dislocație, precipitat etc.). Defectului major îi este asociată prezența unui curent în exces, care este suplimentar curentului Sah — Noyce — Shockley a unei joncțiuni $p - n$ [5].

În [1 — 4] și [6 — 14] se stabilește că, într-un tranzistor bipolar originea zgomotului de explozie se află la nivelul joncțiunii emitor — bază, fără a se face precizări deosebite asupra curenților în exces, al căror studiu oferă posibilitatea obținerii unor informații asupra mecanismului de generare a zgomotului de explozie.

Prin studierea caracteristicii directe (în joncțiuni cu și fără aur) și a variației parametrului de recombinare (m) cu polarizarea, lucrarea explică fenomenologic apariția curenților în exces în joncțiuni emitor — bază care generează zgomot de explozie.

Rezultate experimentale Interpretare fizică

S-a studiat caracteristica directă a joncțiunii emitor — bază pe trei grupe de tranzis-

toare (toate prezentînd zgomot de explozie): două grupe (a 15 tranzistoare fiecare) dopate cu aur (GB 1 și GB 6) și o grupă de 15 tranzistoare fără aur (FG). Din fiecare grupă s-au selecționat cîte două tranzistoare pe criteriul prezenței — absenței curenților în exces în joncțiunea emitor — bază, fiecare pereche de tranzistoare fiind reprezentativă pentru fiecare grupă în parte. Toate tranzistoarele au următorul profil tehnologic: concentrația de suprafață a bazei $N_{BO} = (4 - 6) \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$; concentrația de suprafață a emitorului $N_{EO} = (5 - 10) \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; adîncimea joncțiunii de bază $X_B = (1,8 - 2) \mu\text{m}$; adîncimea joncțiunii de emitor $X_E = (1,4 - 1,6) \mu\text{m}$. S-au folosit plachete de Si — orientare (111) — cu următoarele caracteristici: pentru grupa de tranzistoare FG și GB 1 un strat epitaxial de grosime $x_{epi} = (9,1 - 10,1) \mu\text{m}$ și rezistivitate $\rho_{epi} = 1,1 \Omega \cdot \text{cm}$, iar pentru grupa GB 6 un strat epitaxial de grosime $x_{epi} = (5,6 - 6,2) \mu\text{m}$ și rezistivitate $\rho_{epi} = 0,6 \Omega \cdot \text{cm}$. Difuzia auriului s-a făcut la temperatura de 950°C , timp de 15 minute.

Caracteristicile directe curent — tensiune au fost determinate experimental utilizînd o sursă de tensiune 6 116 HP și un picoampermetru 410 A (KEITHLEY INSTRUMENTS) dotat cu un cap de măsură ecranat.

Pentru trasarea curbelor s-a utilizat un ploter HP 9 862 cuplat la un calculator HP 9 825A.

Necesitatea determinării parametrului de recombinare (m) a impus o prelucrare adecvată a datelor experimentale. După încercarea unui program de regresie polinomială (gradul polinomului $n > 4$), s-a utilizat un program de interpolare prin puncte cu funcții spline cubice (avînd în vedere proprietățile deosebite ale acestora de a conserva derivata de ordinul unu) [27].

* Lucrările publicate în acest număr al revistei au fost prezentate la Conferința Anuală de Semiconductoare CAS — ICCE, 1978 care a avut loc la Timișul de Sus în octombrie 1978.

** Ing. Mihăilă, M. și ing. Bădilă, M. sînt cercetători științifici la Institutul de cercetări pentru componente electronice — București.

Deși toate tranzistoarele prezintă zgomot de explozie, nu toate caracteristicile studiate prezintă abateri de la forma clasică. Această constatare este valabilă pentru toate cele trei grupe de tranzistoare. În figura 1 sunt reprezentate caracteristicile directe (1a) cu parametrul de recombinare (m) corespunzător (1b) a două tranzistoare din grupa fără aur. În timp ce una din caracteristici (FG 2) respectă o variație clasică, caracteristica directă a joncțiunii FG 1 prezintă o anomalie care se manifestă prin apariția unui curent în exces.

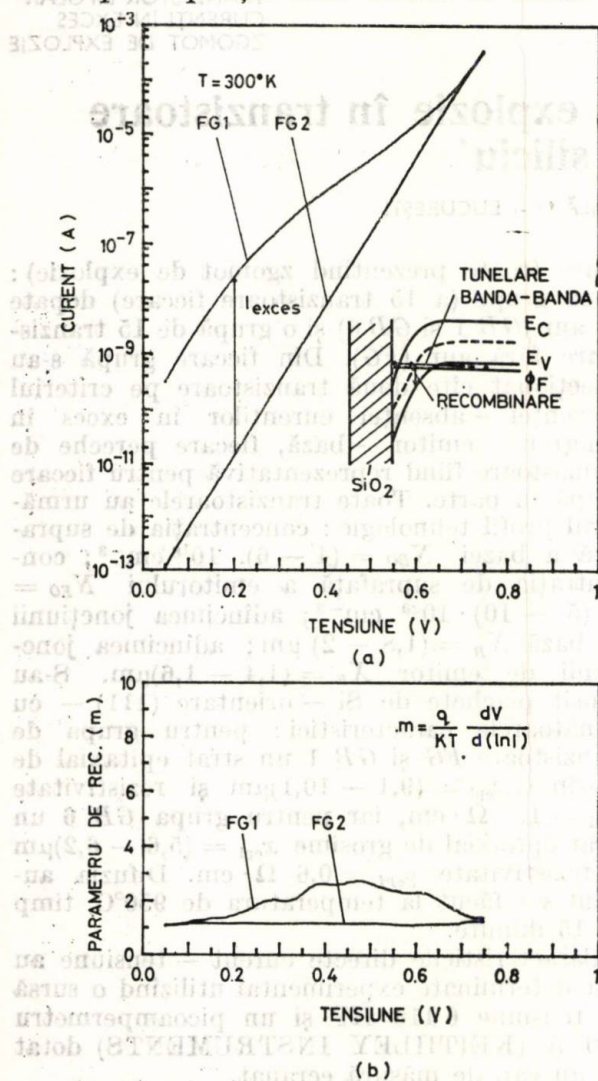


Fig. 1. Caracteristicile directe curent — tensiune (1a) și variația cu tensiunea a parametrului de recombinare (1b) pentru grupul de tranzistoare fără aur. În insert.: model care explică apariția curentului în exces printr-un proces de tunelare — recombinare.

Modul în care variază parametrul de recombinare (m) cu polarizarea dă informații cu privire la originea acestui curent suplimentar. Astfel, pentru polarizări $V_{EB} \leq 0,27$ V comportarea joncțiunii este dictată de recombinare în zona de suprafață a regiunii de sarcină spațială ($1 < m \leq 2$). La polarizări mai mari de 0,27 V, m crește peste valoarea doi ($m > 2$),

atingind o valoare maximă ($m \approx 2,8$) la $V_{EB} = 0,475$ V.

Conform celor arătate de Sah [15], o astfel de variație a parametrului de recombinare este determinată de un proces de golire (până la 0,27 V), urmat de stabilirea unei zone de inversie (peste 0,27 V) la suprafața joncțiunii emitor — bază.

Creșterea importanței curentului de difuzie determină căderea lui m peste tensiuni $V_{EB} \approx 0,475$ V. Caracteristici cu o alură similară celei a tranzistorului FG 1 (joncțiunea emitor — bază) au fost raportate de Kressel & Elsea [16] și Reddi [17] pentru diode în care au fost introduse dislocații prin deformări plastice, respectiv pentru joncțiuni emitor — bază în care se manifestă o componentă de curent tunel. Componenta de tunelare apare după ce se stabilește inversia uneia din zonele p [17] sau n^+ [17, 18]. Se remarcă faptul că forma caracteristicii nu este dictată de un proces de tunelare bandă — bandă, ci de un proces de tunelare pe nivele adinci — recombinare ([19] (fig. 1a, insert.)).

Caracteristica directă a joncțiunii emitor — bază a tranzistorului FG2 (fig. 1a) nu prezintă anomalii, deși tranzistorul generează zgomot de explozie. Aceasta este în aparentă contradicție cu rezultatele lui Hsu — Whittier [1] și Conti [7], care au arătat că absolut toate joncțiunile cu zgomot de explozie prezintă curenți în exces. Singura explicație posibilă a acestei discrepante este dată în [14], în care se arată că salturi de explozie pot fi generate nu numai de joncțiunea emitor — bază, ci și de joncțiunea colector — bază (invers sau direct polarizată).

Modelul Hsu — Whittier — Mead [2] se bazează pe modularea unei bariere metal — semiconductor de către un centru de recombinare sau trapă. Conform acestui model ar trebui ca în tranzistoare dopate cu atomi de impuritate (Au, Pt, Ni etc.) incidența zgometului de explozie să fie mare. Această concluzie izvorită din natura modelului *HWM*, este chestionabilă deoarece s-a constatat că în tranzistoare dopate cu aur probabilitatea de apariție a zgometului de explozie este mai redusă cu tendința ca originea fenomenului să se situeze la nivelul joncțiunii bază — colector.

Cele arătate anterior nu exclud posibilitatea ca în tranzistoare dopate cu aur joncțiunea emitor — bază să genereze zgomot de explozie. În figura 2 sunt reprezentate caracteristicile directe (fig. 2a) ale joncțiunilor emitor — bază pentru două tranzistoare dopate cu aur (grupa realizată pe 0,6 $\Omega \cdot \text{cm}$). În timp ce GB 61 prezintă o caracteristică practic ideală (o ușoară creștere a lui m apare între 0,1 V și 0,2 V), caracteristica joncțiunii emitor — bază a tranzistorului GB 65 prezintă anomalii, care

suportă explicații similare celor date pentru *FG* 1.

O analiză a fiecărei joncțiuni în parte arată că în *GB* 65 impulsurile specifice zgomotului de explozie sint generate la nivelul joncțiunii emitor — bază, iar în *GB* 61 sint generate la nivelul joncțiunii colector — bază.

Aceasta explică diferența între caracteristicile joncțiunilor emitor — bază ale celor două tranzistoare. Se subliniază, în concordanță cu Hsu — Whittier — Mead, că în joncțiuni dopate cu atomi metalici aceștia pot precipita la nivelul unei dislocații dînd naștere unei joncțiuni metal — semiconductor. Dacă se admite această situație, realizată în cazul tranzistorului *GB* 65, atunci valorile supraunitare ale parametruului de recombinare ($m > 1$) pot fi puse pe seama apariției unui curent tunel la nivelul microbarierelor Schottky [20, 21].

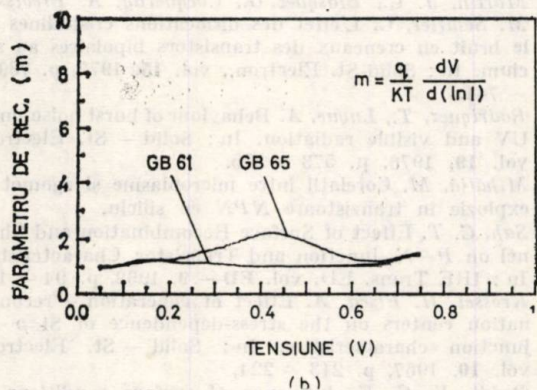
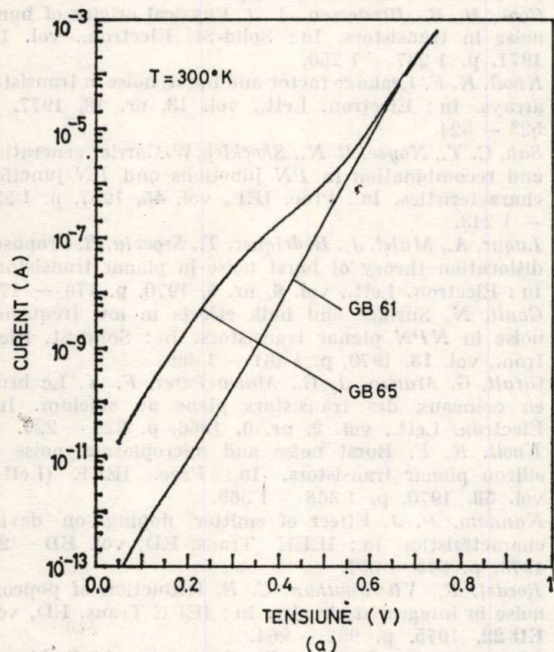


Fig. 2. Caracteristicile directe curent — tensiune (2a) și variația cu tensiunea a parametruului de recombinare (2b) pentru grupul de tranzistoare dopate cu aur realizate de: $\rho_{epi} = 1,1 \Omega \cdot \text{cm}$.

Puternice distorsiuni ale caracteristicii directe se manifestă în cazul joncțiunii emitor — bază

a tranzistorului *GB* 14 (fig. 3). În plaja de tensiune (0,05 — 0,38 V) prin joncțiune circulă un puternic curent în exces (la 0,1 V este cu aproape cinci ordine de mărime mai mare decât curentul prin joncțiunea emitor — bază

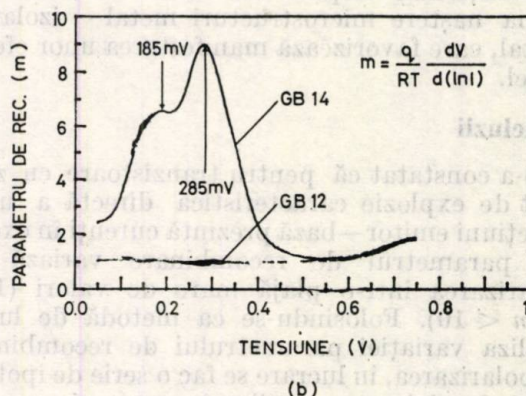
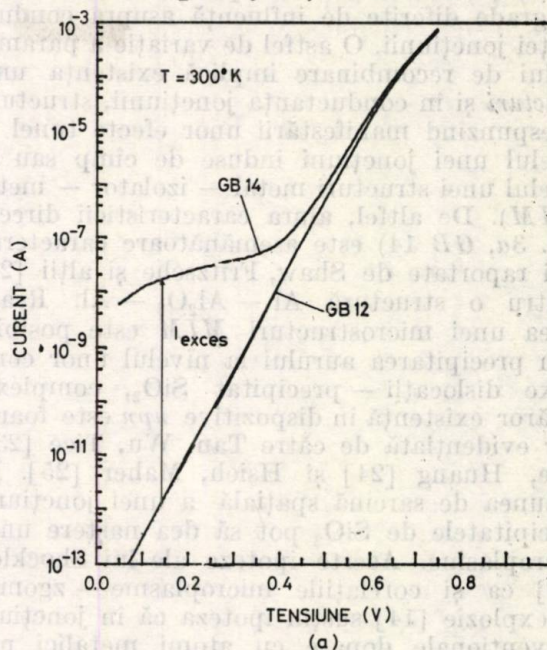


Fig. 3. Caracteristicile directe curent — tensiune (3a) și variația cu tensiunea a parametruului de recombinare (3b) pentru grupul de tranzistoare dopate cu aur realizate de: $\rho_{epi} = 0,6 \Omega \cdot \text{cm}$.

a tranzistorului *GB* 12), care, în plaja de tensiune amintită, variază cu mai puțin de un ordin de mărime ($6 \cdot 10^{-9} \text{ A} - 5 \cdot 10^{-8} \text{ A}$). Această tendință de saturare a curentului este specifică condiției de instaurare a inversiei puternice la suprafață [17], valorile mari ale parametruului de recombinare ($m \geq 4$ pentru $0,11 \text{ V} \leq V_{EB} \leq 0,305 \text{ V}$, fig. 3b) justificînd chiar prezența unui canal la suprafața joncțiunii emitor — bază [15].

Valorile parametruului de recombinare, cît și alura caracteristicii directe suportă toate analogiile cu rezultatele obținute de Sah [15], pentru joncțiuni afectate de canale la suprafață. În variația parametruului de recombinare cu tensiunea apare o așa-numită „structură” care

constă în apariția a două maxime (unul la 0,18 V și altul, mai pronunțat, la 0,285 V) separate printr-un punct de inflexiune. Originea acestor maxime poate fi pusă pe seama existenței a două zone independente de inversie cu grade diferite de influență asupra conductanței joncțiunii. O astfel de variație a parametrului de recombinare implică existența unei structuri și în conductanța joncțiunii, structura corespunzând manifestării unor efecte tunel la nivelul unei joncțiuni induse de câmp sau la nivelul unei structuri metal — izolator — metal (MIM). De altfel, alura caracteristicii directe (fig. 3a, GB 14) este asemănătoare caracteristicii raportate de Shaw, Fritzsche și alții [22] pentru o structură $\text{Al} - \text{Al}_2\text{O}_3 - \text{Al}$. Realizarea unei microstructuri MIM este posibilă prin precipitarea aurului la nivelul unor complexe dislocații — precipitat SiO_2 , complexe, a căror existență în dispozitive npn este foarte clar evidențiată de către Tan, Wu, Tice [23], Tice, Huang [24] și Hsieh, Maher [25]. În regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni, precipitatele de SiO_2 pot să dea naștere unor microplasmae. Aceste ipoteze ale lui Shockley [26] ca și corelațiile microplasmae — zgomot de explozie [14] susțin ipoteza că în joncțiuni convenționale dopate cu atomi metalici pot să ia naștere microstructuri metal — izolator — metal, care favorizează manifestarea unor efecte tunel.

Concluzii

S-a constatat că pentru tranzistoare cu zgomot de explozie caracteristica directă a unor joncțiuni emitor — bază prezintă curenți în exces, iar parametrul de recombinare variază cu polarizarea într-o plajă mare de valori ($1 \leq m < 10$). Folosindu-se ca metodă de lucru analiza variației parametrului de recombinare cu polarizarea, în lucrare se fac o serie de ipoteze privind originea curenților în exces și anume:

- în zona de suprafață a regiunii de sarcină spațială emitor — bază există zone naturale de inversie, deci, joncțiuni induse care favorizează manifestarea unor efecte — tunel cu rol important în generarea curenților în exces. Zonele naturale de inversie apar atit în tranzistoare dopate cu atomi metalici de impuritate (ex. Au), cît și în tranzistoare nedopate cu astfel de atomi. Este foarte probabil ca în apariția zonelor de inversie dislocațiile să joace un rol important;
- în tranzistoare dopate cu atomi de impuritate, aceștia pot precipita la nivelul unor complexe dislocații — SiO_2 existente în apropierea regiunii de sarcină spațială emitor — bază. Astfel, pot să ia naștere microstructuri metal — izolator — metal (MIM), la nivelul cărora apar efecte-tunel.

Pentru o parte din tranzistoare, deși prezintă zgomot de explozie, nu s-au observat anomalii în caracteristica directă emitor — bază. În acest caz, salturile de explozie sînt generate la nivelul joncțiunii colector — bază. Așadar, la originea curenților în exces în joncțiuni emitor — bază cu zgomot de explozie stau următoarele fenomene: recombinare în zonele de inversie, tunelare — recombinare, tunelare.

Este foarte probabil ca aceste fenomene să ofere cheia originii zgomotului de explozie în tranzistoarele bipolare cu siliciu.

Bibliografie

- [1] Hsu, S. T., Whittier, R. J. Characterization of burst noise in silicon devices. In: Solid-St. Electron, vol. 12, 1969, p. 867 — 878.
- [2] Hsu, S. T., Whittier, R. J., Mead C. A. Physical model for burst noise in semiconductor devices. In: Solid-St. Electron., vol. 13, 1970, p. 1 055 — 1 071.
- [3] Cook, H. B., Brodersen, A. J. Physical origins of burst noise in transistors. In: Solid-St. Electron., vol. 14, 1971, p. 1 237 — 1 250.
- [4] Knott, K. F. Leakage factor and burst noise in transistor arrays. In: Electron. Lett., vol. 13, nr. 18, 1977, p. 523 — 524.
- [5] Sah, C. T., Noyce, R. N., Shockley, W. Carrier generation and recombination in PN junctions and PN junction characteristics. In: Proc. IRE, vol. 45, 1957, p. 1 228 — 1 243.
- [6] Luque, A., Mulet, J., Rodriguez, T., Segovia, R. Proposed dislocation theory of burst noise in planar transistors. In: Electron. Lett., vol. 6, nr. 6, 1970, p. 176 — 178.
- [7] Conti, N. Surface and bulk effects in low frequency noise in NPN planar transistors. In: Solid-St. Electron., vol. 13, 1970, p. 1 461 — 1 469.
- [8] Giralt, G., Martin, J. C., Mateu-Perez, F. X. Le bruit en créniaux des transistors plans au silicium. In: Electron. Lett., vol. 2, nr. 6, 1966, p. 228 — 229.
- [9] Knott, K. F. Burst noise and microplasma noise in silicon planar transistors. In: Proc. IEEE (Lett.), vol. 58, 1970, p. 1 368 — 1 369.
- [10] Kannam, P. J. Effect of emitter doping on device characteristics. In: IEEE Trans. ED, vol. ED — 20, 1973, p. 845 — 851.
- [11] Roedel, R., Viswanathan, C. R. Reduction of popcorn noise in integrated circuits. In: IEEE Trans. ED, vol. ED-22, 1975, p. 962 — 964.
- [12] Martin, J. C., Blasquez, G., Cacqueray, A., Brebisson, M., Schiller, C. L'effet des dislocations cristallines sur le bruit en créniaux des transistors bipolaires au silicium. In: Solid-St. Electron., vol. 15, 1972, p. 739 — 744.
- [13] Rodriguez, T., Luque, A. Behaviour of burst noise under UV and visible radiation. In: Solid — St. Electron., vol. 19, 1976, p. 573 — 575.
- [14] Mihăilă, M. Corelații între microplasmae și zgomot de explozie în tranzistoare NPN cu siliciu.
- [15] Sah, C. T. Effect of Surface Recombination and Channel on P-N Junction and Transistor Characteristics. In: IRE Trans. ED, vol. ED — 9, 1962, p. 94 — 108.
- [16] Kressel, H., Elsea, A. Effect of generation — recombination centers on the stress-dependence of Si p — n junction characteristics. In: Solid — St. Electron., vol. 10, 1967, p. 213 — 224.
- [17] Reddi, V. G. K. Influence of surface conditions on silicon — planar transistor current gain. In: Solid-St. Electron., vol. 10, 1967, p. 305 — 334.
- [18] McDonald, B. A. Ionic contamination — induced degradation of low current h_{FE} . In: Solid-St. Electron., vol. 14, 1971, p. 17 — 28.
- [19] Esaki, L. Discovery of the tunnel diode. In: IEEE Tr. ED, vol. ED — 23, 1976, p. 644 — 647.

- [20] Padovani, F. A., Stratton, R. Field and thermionic — field emission in Schottky barriers. In: Solid-St. Electron., vol. 9, 1966, p. 695 — 707.
- [21] Rideout, V. L. A review of the theory and technology for ohmic contacts to group III — V compound semiconductors. In: Solid-St. Electron, vol. 18, 1975, p. 541 — 550.
- [22] Shaw, R. F., Fritzsche, H., Silver, M., Smejtek, P., Holmberg, S., Ovshinsky, S. R. New thin-film tunnel triode using amorphous semiconductors. In: Appl. Phys. Lett., vol. 20, 1972, p. 241 — 243.
- [23] Tan, T. Y., Wu, L. T., Tice, W. K. Nucleation of stacking faults at oxide precipitate — dislocation com-

- plexes in silicon. In: Appl. Phys. Lett., vol. 29, 1976, p. 765 — 767.
- [24] Tice, W. K., Huang T. C., Circular stacking faults in silicon. In: Appl. Phys. Lett., vol. 24, 1974, p. 157 — 158.
- [25] Hsieh, C. M., Maher, D. W. Nucleation and growth of stacking faults in epitaxial silicon during thermal oxidation. In: J. Appl. Phys., vol. 44, 1973, p. 1302 — 1306.
- [26] Shockley, W. Problems related to $p-n$ junctions in silicon. In: Solid-St. Electron., vol. 2, 1961, p. 35 — 67.
- [27] Micula, Gh. Funcții spline și aplicații, Ed. Tehnică, București, 1978.

CZ 621.325

DIODE ELECTROLUMINESCENTE
ELEMENTE DE AFIȘARE MULTIDIGIT
FLUX TEHNOLOGIC

Dispozitive electroluminescente cu GaAsP

STELIAN NAN, HERMAN CIUBOTARIU, VLAD OPRÎȘ, ANA NECULA, CONST. POSTOLACHE,
IOAN MIDVICHÎ* — BUCUREȘTI

Introducere

Dispozitivele electroluminescente pe bază de semiconductoare au cunoscut o dezvoltare impresionantă în ultimii ani, datorită multiplelor aplicații pe care le prezintă în afișajul general, numeric și alfanumeric.

Caracteristicile principale care au contribuit la popularitatea acestor componente sînt strict legate de: intensitatea luminii emise, prețul de cost, consumul mic — în diminuare continuă, fezabilitate, compatibilitate cu tehnologia circuitelor integrate.

Lucrarea de față se va limita numai la componentele electroluminescente cu GaAsP, pe care este centrată producția acestei categorii de dispozitive.

Soluția solidă $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$, prin modificarea proporției de atomi de As și P, permite obținerea unei game largi de materiale. În termenii benzilor energetice, prin creșterea procentului de P se obțin materiale cu benzi diferite interzise, de la valoarea benzii directe a GaAs, pînă la valoarea benzii indirecte a GaP, cu compoziția critică de trecere de la structura directă la cea indirectă la $x = 0,45$ [1] (fig. 1).

Spectrul largimii benzilor energetice interzise și dopajul cu diverse impurități permit obținerea unei game largi de culori a luminii emise în spectrul vizibil (roșu, portocaliu, galben, verde) și infraroșu apropiat.

În cele ce urmează se va prezenta procedeul tehnologic de obținere a structurilor electroluminescente pe bază de $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$, cu emisie

în roșu, care stă la baza datelor experimentale, ale performanțelor diodelor electroluminescente și a elementelor de afișare numerică, cu un digit

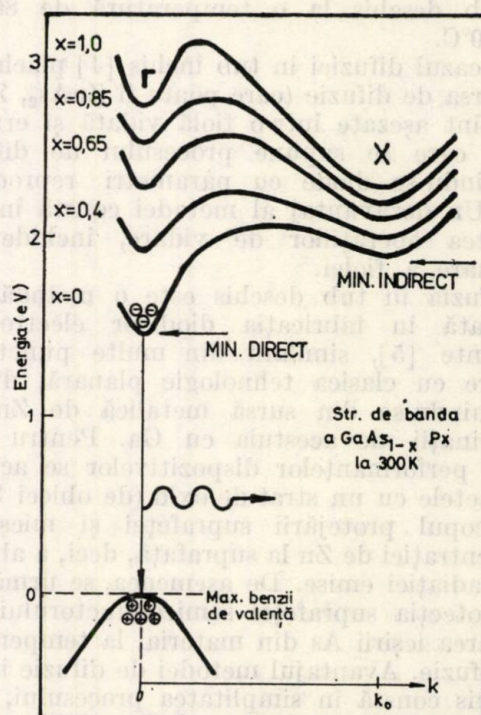


Fig. 1. Diagrama de benzi energetice a compusului ternar GaAsP.

și multidigit, punîndu-se în evidență simplitatea acestei metode, în comparație cu altele [2 — 3].

Se va prezenta, de asemenea, tehnologia hibridă de asamblare a afișoarelor numerice

* Autorii sînt cercetători științifici la I.C.C.E. — București.

cu un digit și multidigit, precum și principalii parametri optoelectronici ai acestor dispozitive.

Din compararea datelor experimentale cu cele similare obținute de alți autori, rezultă posibilitatea utilizării tehnologiei hibride în producția afișoarelor numerice pentru calculatoare electronice și de uz general.

1. Tehnologia de realizare a dispozitivelor optoelectronice emise

Tehnologia de realizare a structurilor diodelor electroluminescente pe bază de GaAsP

Emisia radiației electromagnetice, prin recombinarea purtătorilor minoritari injectați într-o joncțiune $p-n$ polarizată direct, presupune realizarea unor structuri de diode, în care să predomine recombinarea radiantă.

Joncțiunea $p-n$ este, în general, formată prin incorporarea unor impurități acceptoare în compusul semiconductor GaAsP de tip n . Dintre impurități Zn este cel mai folosit, el prezentând un coeficient de difuzie mare în acest material.

Pentru fabricarea diodelor electroluminescente se folosesc atât difuzia în tub închis, cât și cea în tub deschis la o temperatură de 800 — 900°C.

În cazul difuziei în tub închis [4] plachetele cu sursa de difuzie (care poate fi $ZnAs_2$, ZnP_2 , Zn) sunt așezate într-o fiolă vidată și ermetizată, care se supune procesului de difuzie, obținându-se diode cu parametri reproductibili. Un dezavantaj al metodei constă în dificultatea operațiilor de vidare, închidere și evacuare a fiolei.

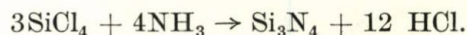
Difuzia în tub deschis este o metodă larg utilizată în fabricația diodelor electroluminescente [5], similară din multe puncte de vedere cu clasică tehnologie planară, difuzia efectuându-se din sursă metalică de Zn sau combinații ale acestuia cu Ga. Pentru creșterea performanțelor dispozitivelor se acoperă plachetele cu un strat de oxid (de obicei SiO_2), în scopul protejării suprafeței și micșorării concentrației de Zn la suprafață, deci, a absorbției radiației emise. De asemenea, se urmărește și protecția suprafeței semiconductorului prin stoparea ieșirii As din material la temperatura de difuzie. Avantajul metodei de difuzie în tub deschis constă în simplitatea procesului, obținându-se o bună reproductibilitate în condițiile unui palier constant al temperaturii. Dezavantajul care apare este legat de consumul relativ mare de Zn.

În ceea ce privește epitaxia din faza de vapori se poate afirma că este o metodă comodă pentru obținerea unei joncțiuni $p-n$. Într-un singur proces de epitaxie se cresc succesiv straturile n și p de $GaAs_{1-x}P_x$ pe substratul

de GaAs [6]. Procesul de epitaxie necesită însă un control perfect al tuturor componentelor gazease aflate în reacție (aproximativ 14), și, în consecință, dotarea corespunzătoare nu justifică în întregime performanțele diodelor obținute, similare cu acelea realizate prin difuzie.

Tehnologia de realizare a structurilor de diode electroluminescente, descrisă în lucrarea de față, este un proces planar bazat pe difuzia Zn în tub deschis.

Așa cum rezultă din organigrama din anexa 1, fluxul tehnologic pornește cu depunerea unui strat de nitrură de Si, care joacă rolul de mască la difuzia Zn. Reacția de obținere a nitrurii are la bază tetraclorura de siliciu și amoniac la 790°C:



În acest mod se depune un strat cu grosimea de aproximativ $1\ 200\ \text{\AA} \div 1\ 400\ \text{\AA}$, care asigură pasivarea suprafeței și mascarea la difuzie.

Deschiderea ferestrelor de difuzie se face prin tehnica fotolitografică. Folosind două metode de corodare a nitrurii de Si, una cu acid ortofosforic la temperatura de 180°C, și cealaltă în plasmă cu amestec de oxigen-freon, s-a optat pentru ultima, datorită unor avantaje evidente. Astfel, se obține o corodare uniformă, reproductibilă, cu o rezoluție de $\pm 0,5\ \mu$, având și avantajul de a nu ataca GaAsP. Pentru protecția suprafeței plachetei, înainte de difuzie, se depune pirolitic un strat de SiO_2 de aproximativ $2\ 000\ \text{\AA}$ grosime, în ferestrele pentru difuzie, prin descompunerea tetraetil-ortosilicicului la temperatura de 590°C în atmosferă de oxigen.

Difuzia propriu-zisă se realizează în sistemul tub deschis, sursa de Zn metalic aflându-se la 700°C și plachetele de GaAsP la 800°C, timpul de difuzie fiind de 60 minute. Gazul de transport este H_2 și N_2 , în raport de 1 : 6, cu un debit de 1,6 l/min.

Din măsurătorile efectuate asupra adâncimii joncțiunii, după corodare cu o soluție HF: $H_2O_2 : 3H_2O$, într-un plan de clivaj normal la joncțiune, s-a constatat o valoare de 1,5 — 1,7 μ cu o bună uniformitate. După dezoxidare se face o testare preliminară a caracteristicii $I-V$ și a curentului minim direct la care se aprinde dioda electroluminescentă. Pentru micșorarea pierderilor datorate rezistenței serie introduse de substratul de GaAs, plachetele se subțiază la 200 μ (inițial au o grosime de 500 — 600 μ). Metalizarea pe fața p este cu Al, care acoperă o suprafață de 11% din aria emisivă, valoare considerată optimă, și Au pe fața n . În figura 2 se prezintă o secțiune transversală printr-o structură difuzată de dioda electroluminescentă cu GaAsP.

Tehnologii de asamblare a dispozitivelor optoelectronice emise cu GaAsP

Față de celelalte dispozitive semiconductoare, în cazul dispozitivelor optoelectronice emise apare în plus problema extragerii luminii din locul unde este emisă, respectiv

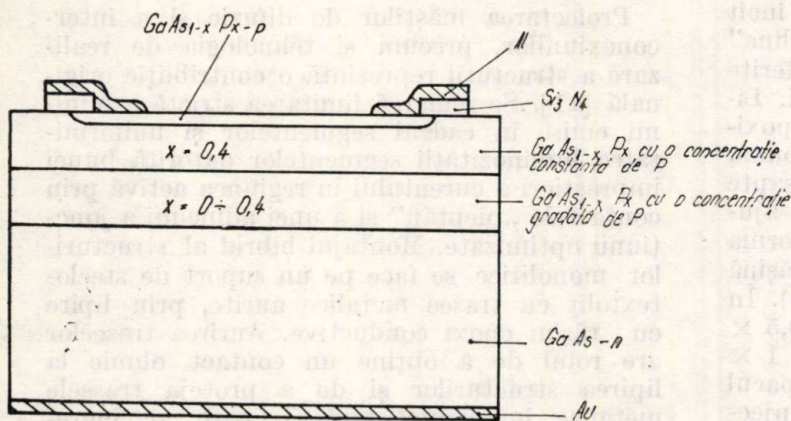


Fig. 2. Secțiune transversală printr-o structură de diodă electroluminescentă cu GaAsP.

de la jonțiunea $p-n$ a structurii pînă în mediul exterior unde este folosită de diferite receptoare, care pot fi ochiul omenesc sau senzorii optoelectronici. Asamblarea acestor dispozitive urmărește găsirea unor căi optime de extragere a luminii cu randamente cît mai mari.

Dioda electroluminescentă

Există două metode de bază de încapsulare pentru diodele electroluminescente: înglobarea structurii montate pe un suport anume într-o capsulă din material dielectric transparent sau difuz, sau montarea și închiderea structurii într-o capsulă metalică ermetică cu fereastră sau lentilă. Metoda a doua este folosită numai în aplicații speciale; cea mai utilizată fiind prima metodă, în care capsula se realizează prin injecție, turnare de materiale plastice, sau rășini epoxidice. Geometria capsulei este strîns legată de genul de aplicație pentru care este destinată dioda electroluminescentă. Folosind diferite proprietăți fizice ale rășinii de încapsulare (transmisia optică, indicele de refracție, culoare, difuzibilitate) se urmărește cel mai bun cuplaj între lumina emisă de structură și receptorul extern. La încapsularea diodei electroluminescente ROL 02 pe bază de GaAsP s-a avut în vedere direcția celei mai largi game de aplicații. Pentru aceasta s-a proiectat și realizat o capsulă-lentilă, obținută prin turnare de rășină epoxidică românească DINOX 010S, cu un unghi de vedere al capsulei de 60° (fig. 3). Rășina a fost colorată în roșu (culoare emisă de dioda electroluminescentă)

pentru mărirea contrastului, folosindu-se difuzant, pentru o mai bună împrăștiere a luminii. Tehnologia de încapsulare a fost optimizată prin stabilirea maximumului de transmisie (minimumului de absorbție) al rășinii și prin stabilirea proporțiilor de rășină, colorant, difuzant, în vederea suprapunerii maximumului spectral al

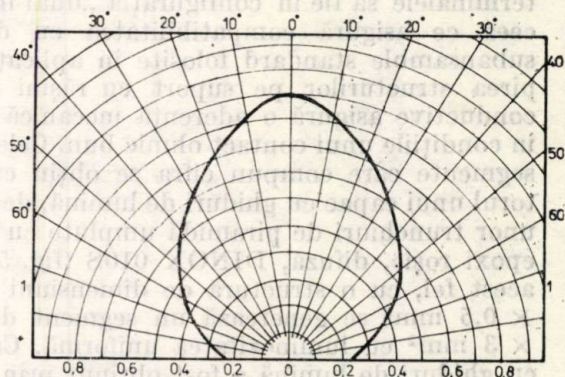


Fig. 3. Distribuția unghiulară a intensității luminoase pentru capsula diodei electroluminescente ROL - 02.

luminii emise de structură înainte și după încapsulare [7 - 8] (fig. 4).

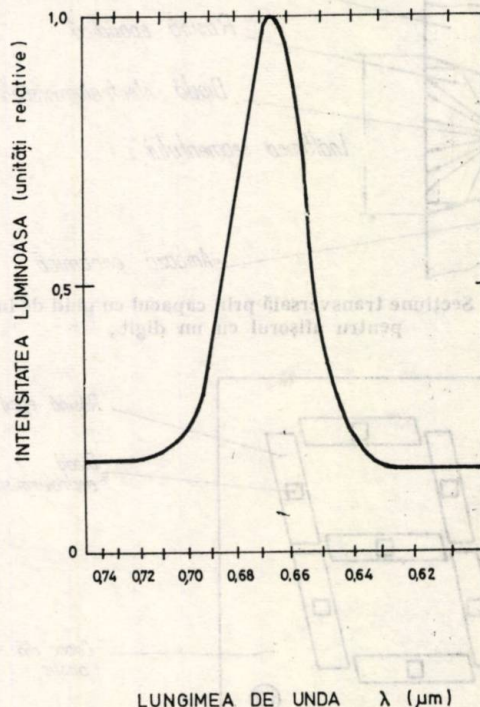


Fig. 4. Spectrul de emisie al unei diode electroluminescente încapsulată.

Element de afișare cu un singur digit

Organigrama fluxului tehnologic de asamblare este prezentată în anexa 2.

La realizarea elementului de afișare numeric cu un singur digit ROL 77 s-a avut în vedere obținerea unui dispozitiv, care, satisfăcînd toate

caracteristicile categoriei lui, să folosească o cit mai mare integrare de materiale autohtone și subansamble de concepție proprie. Astfel, s-a realizat un suport ceramic hibrid, format dintr-o plăcuță ceramică cu trasee de PdAg, la care s-a atașat o grilă metalică. S-a optat pentru acest fel de suport hibrid, urmărind asigurarea unei conductibilități electrice și termice corespunzătoare. Suportul a fost astfel proiectat încât terminalele să fie în configurația „dual-in-line” ceea ce asigură compatibilitatea cu diferite subansamble standard folosite în aplicații. Lipirea structurilor pe suport cu rășini epoxi-conductive asigură o aderență mecanică bună, în condițiile unui contact ohmic bun. Cele șapte segmente care compun cifra se obțin cu ajutorul unui capac cu ghiduri de lumină, de forma unor trunchiuri de piramidă umplute cu rășină epoxi roșie, difuză, DINOX 010S (fig. 5a). În acest fel, cu o structură de dimensiuni $0,5 \times 0,5 \text{ mm}^2$ se generează un segment de $1 \times 3 \text{ mm}^2$ cu luminozitatea uniformă. Capacul cu ghiduri de lumină a fost obținut prin injecție. Pentru înălțimea cifrei s-a ales dimensiunea de 7,62 mm (0,3"), care este cea mai folosită în aplicații (fig. 5b).

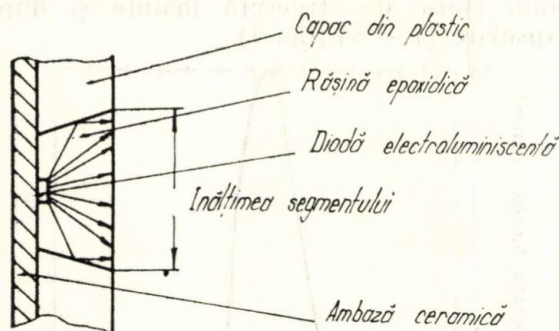


Fig. 5 a. Secțiune transversală prin capacul cu ghid de lumină pentru afișorul cu un digit;

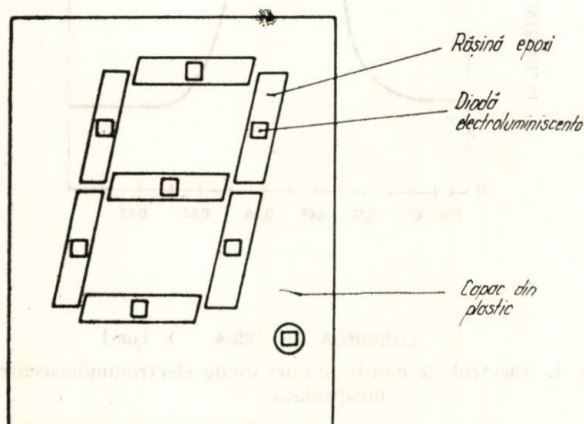


Fig. 5 b. Vedere din față a capacului cu ghid de lumină pentru afișorul cu un digit.

Element de afișare numerică multidigit

Organigrama fluxului tehnologic de asamblare este prezentată în anexa 3.

Realizarea variantei de element de afișare cu 9 digiți miniatură, de mare interes pentru industria de calculatoare, s-a făcut continuând eforturile de integrare pe o scară cit mai mare a materialelor autohtone. Structura monolitică a cifrei cu 7 segmente, obținută, reprezintă un nou pas în direcția opticii integrate în semiconductori.

Proiectarea măștilor de difuzie și a interconexiunilor, precum și tehnologia de realizare a structurii reprezintă o contribuție originală [11]. Se remarcă limitarea strictă a luminii emise în cadrul segmentelor și uniformitatea luminozității segmentelor datorită bunei împrăstieri a curentului în regiunea activă prin contactele „pieptăn” și a unei adâncimi a joncțiunii optimizate. Montajul hibrid al structurilor monolitice se face pe un suport de steclo-textolit cu trasee metalice aurite, prin lipire cu rășini epoxi conductive. Aurirea traseelor are rolul de a obține un contact ohmic la lipirea structurilor și de a proteja traseele metalice împotriva oxidării, care ar îngreuna folosirea dispozitivului cu conectori. Întrebuințarea placatului cu trasee metalice este și o variantă mai ieftină și mai simplă decît montarea structurilor pe grile, fiind potrivită pentru o producție de serie. Pentru a realiza o economie de material semiconductor, în condițiile păstrării unei dimensiuni corespunzătoare a cifrei afișate, s-a realizat un capac cu lentile, poziționate deasupra fiecărei structuri. În acest fel, dimensiunea de 3 mm a cifrei aparente este realizată prin mărirea de aproape 3 ori a imaginii structurii de $1 \times 1,25 \text{ mm}^2$. Capacul cu lentile proiectat se realizează prin injecție de stiplex optic într-o matriță și se montează pe suportul de steclo-textolit prin nituire în plastic (fig. 6).

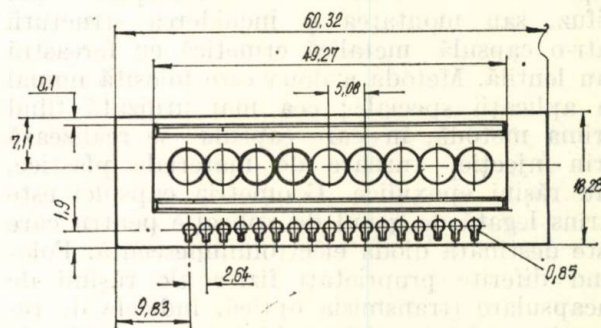


Fig. 6. Capacul cu lentile și suportul pentru afișorul multidigit.

2. Caracteristicile optoelectronice ale structurii diodei electroluminescente pe bază de GaAsP

Experiențele de optimizare a procesului tehnologic de realizare a structurilor de diode electroluminescente au condus la obținerea unei caracteristici I — V (fig. 7) în concordanță cu teoria existentă. Astfel, tensiunea directă la

curentul nominal este de 1,6 V cu o variație de $\pm 0,1$ V pe lot, ceea ce dovedește reproducibilitatea procesului ales. Rezistența serie evaluată a diodei este de 1 — 1,5 Ω . În ce pri-

intensitatea luminoasă și curentul prin diodă, lipsind fenomenul de saturație la curentul maxim admis prin dispozitiv $I_{\max} = 50$ mA. S-au obținut valori măsurate de 0,4 — 0,65 mcd, pe diode neîncapsulate și de 1 — 2 mcd, pe diode încapsulate. Se remarcă creșterea de aproximativ trei ori a intensității luminoase după încapsulare și, de asemenea, o valoare medie foarte bună a acestui parametru în comparație cu dispozitivele similare pe plan mondial, disponibile comercial.

Caracteristici optoelectronice ale elementului de afișare cu un singur digit

Avind în vedere modul de realizare a elementului de afișare cu folosirea unei singure diode electroluminescente pe segment, rezultă aceiași parametri electrici, necesari pentru un dispozitiv bun. Singura excepție o reprezintă tensiunea inversă pe segment (≥ 6 V). Alți parametri, ca de exemplu, lungimea de undă a maximului distribuției spectrale, semilărgimea spectrală, timpul de creștere și de scădere a semnalului luminos sînt identice cu cei ai diodelor care compun elementul de afișare.

3. Concluzii

S-a pus la punct tehnologia structurilor dispozitivelor electroluminescente cu GaAsP, în condițiile unei reproductibilități foarte bune. A fost elaborată tehnologia încapsulării dispozitivelor electroluminescente, tehnologie adecvată pentru un proces de producție. Datele experimentale obținute pe dispozitivele realizate prin aceste tehnologii, diodele electroluminescente și afișoarele numerice, care sînt comparabile cu cele ale dispozitivelor similare din domeniu, fiind o confirmare a utilității tehnologiei elaborate.

ANEXA 1

Organigrama fluxului tehnologic de realizare a structurilor de diode electroluminescente cu GaAsP.

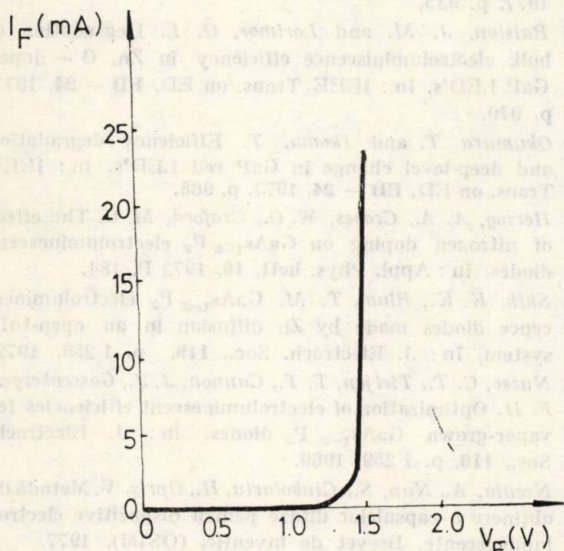
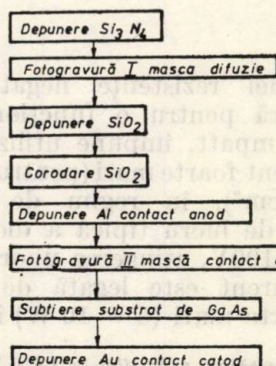


Fig. 7. Caracteristica directă curent — tensiune a diodei electroluminescente ROL — O2.

vește tensiunea inversă, peste 80% din structurile unui lot au o valoare mai mare de 15 V la un curent invers $I_R = 100 \mu A$, dovada unui proces tehnologic curat. Măsurătorile efectuate asupra spectrelor de emisie dau o valoare tipică a maximului distribuției spectrale de 6 650 Å cu o semilărgime de aproximativ 200 Å. Pe baza comparării spectrelor de emisie înainte și după încapsulare [7] s-a putut alege o rețetă de rășină care să satisfacă necesitățile de adaptare a indicilor de refracție structură-rășină-aer, difuzia luminii prin capsulă și creșterea intensității luminoase de aproximativ 2,5 — 3 ori. Intensitatea luminoasă este parametrul cel mai important al unei diode electroluminescente. Curba intensitate luminoasă-curent direct reprezintă o măsură a eficienței recombinării radiante, la un anumit nivel de injecție a purtătorilor minoritari în joncțiune. În figura 8 se observă o foarte bună proporționalitate între

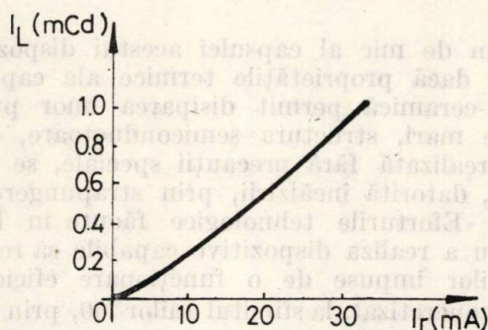
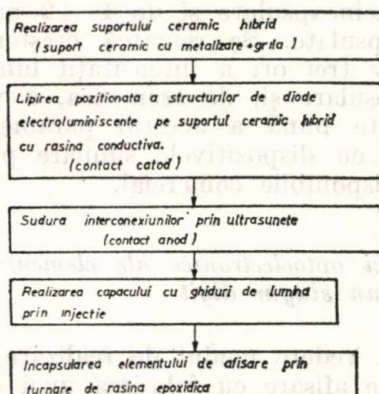


Fig. 8. Caracteristica intensitate luminoasă — curent direct pentru dioda electroluminescentă ROL — O2.

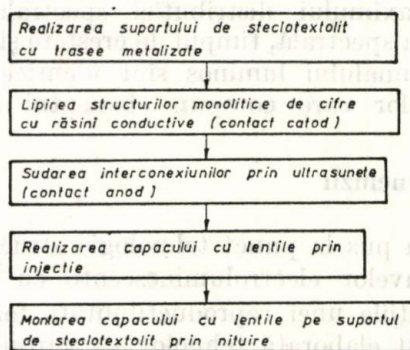
ANEXA 2

Organigrama fluxului tehnologic de asamblare a elementului de afișare numeric un singur digit ROL 77.



ANEXA 3

Organigrama fluxului tehnologic de asamblare a elementului de afișare numeric multidigit ROL 81



CZ 621.385.2

Bibliografie

- [1] Craford, M. G. Recent developments in light-emitting diode technology. In: IEEE Trans. on ED, ED-24, 1977, p. 935.
- [2] Ralston, J. M. and Lorimor, O. L. Degradation of bulk electroluminescence efficiency in Zn, O — doped GaP LED's, In: IEEE Trans. on ED, ED-24, 1977, p. 970.
- [3] Okumura T. and Ikoma, T. Efficiency degradation and deep-level change in GaP red LED's. In: IEEE Trans. on ED, ED-24, 1977, p. 965.
- [4] Herzog, A. A., Croves, W. O., Craford, M. G. The effect of nitrogen doping on GaAs_{1-x}P_x electroluminescent diodes. In: Appl. Phys. lett, 19, 1972 P. 184.
- [5] Shih, K. K., Blum, T. M. GaAs_{1-x}P_x electroluminescence diodes made by Zn diffusion in an open-tube system. In: J. Electroch. Soc., 119, p. 1259, 1972.
- [6] Nuese, C. T., Tietjen, T. T., Cannon, J. J., Gossenberger, F. H. Optimization of electroluminescent efficiencies for vapor-grown GaAs_{1-x}P_x diodes. In: J. Electroch. Soc., 119, p. 1259, 1969.
- [7] Necula, A., Nan, S., Ciubotariu, H., Opreș, V. Metodă de obținere a capsulelor difuze pentru dispozitive electroluminescente. Brevet de invenție, (OSIM), 1977.
- [8] Nan, S., Ciubotariu, H., Opreș V., Postolache, C. Diode electroluminescente cu GaAsP ROL O2. Raport tehnic, ICCE, 1977.
- [9] Opreș, V., Ciubotariu, H., Necula, A. Element de afișare numeric cu un singur digit, pe bază de GaAsP ROL 77. Raport tehnic, ICCE, 1978.
- [10] Opreș, V., Ciubotariu, H., Necula, A. Element de afișare numeric cu un singur digit, pe bază de GaAsP ROL 77. Raport tehnic ICCE, 1978.
- [11] Ciubotariu, H., Opreș, V., Midvich, I. Element de afișare multidigit pe bază de GaAsP ROL 81 — STE, Raport tehnic, ICCE, 1978.

DIODE IMPATT
TEHNOLOGIE PLESA-LOCOS

Realizarea diodelor IMPATT pasivate prin tehnologia PLESA—LOCOS cu radiator selectiv

CONSTANTIN POSTOLACHE, SILVIA SETNIC, CORNEL ANTON, ALEXANDRU MÜLLER, NICOLETA KOZMA * — BUCUREȘTI

Introducere

Obținerea unei rezistențe negative mari, condiție necesară pentru o funcționare eficientă a diodei Impatt, impune utilizarea unor densități de curent foarte mari (pentru banda X, $j \div 100 - 500 \text{ A/cm}^2$), în regim de avalanșă. Cum tensiunea de lucru tipică a diodelor Impatt este de 70-100V, atingerea unor asemenea densități de curent este legată de disiparea unor puteri foarte mari (5 — 10 W) în volumul

extrem de mic al capsulei acestui dispozitiv. Chiar dacă proprietățile termice ale capsulei metal-ceramică permit disiparea unor puteri foarte mari, structura semiconductoare, dacă este realizată fără precauții speciale, se distruge, datorită încălzirii, prin străpungerea a doua. Eforturile tehnologice făcute în lume pentru a realiza dispozitive capabile să reziste puterilor impuse de o funcționare eficientă, s-au concretizat, la sfârșitul anilor '60, prin apariția tehnologiei *mesa* cu radiator integral (descrisă în [1] fig. 1).

* Autorii sint cercetători științifici la I.C.C.E. -București

Această tehnologie are ca element esențial depunerea unei folii metalice (Au, Ag, Cu) groase, pe fața difuzată a plachetei. Substratul este apoi subțiat pînă la circa $30\ \mu\text{m}$, corodarea

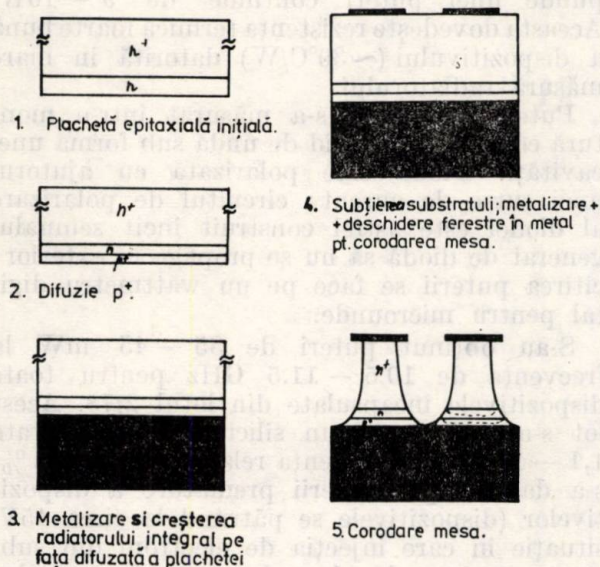


Fig. 1. Tehnologia MESA cu radiator integral.

mesa făcîndu-se, prin mască de CrAu, dinspre substrat către stratul epitaxial.

Această tehnologie asigură două deziderate esențiale pentru dispozitiv și anume:

- realizarea unghiului favorabil străpungerii în volum, în condiții necritice (datorită faptului că corodarea *mesa* se face dinspre substrat);

- disiparea termică foarte bună, realizată prin intermediul radiatorului metalic, care se află în imediata vecinătate a joncțiunii.

Această tehnologie prezintă însă următoarele dezavantaje:

- joncțiunea rămîne nepasivată (metalizările care se fac imediat după difuzie împiedică orice proces termic ulterior);

- aria la joncțiune nu poate fi controlată cu precizie (corodarea *mesa* se face pe adîncimi de zeci de microni, dinspre substrat);

- imposibilitatea de a micșora diametrul la joncțiune sub $100\ \mu$ (datorită corodării laterale);

- tensiunile mecanice care apar la depunerea de sandwichuri metalice pe suprafețe mari;
- necesitatea de a separa dispozitivele prin procese manufacturale.

Toate aceste dezavantaje și, în special, imposibilitatea pasivării joncțiunii, au condus la intensificarea eforturilor de punere la punct a altor tehnologii pentru realizarea diodelor de microunde, în general, și a diodelor Impatt, în special.

În [2] sînt redete etapele principale ale tehnologiei *mesa* cu radiator selectiv (pusă la punct la firma Selenia și brevetată în 1975).

Se evită stressurile mecanice impuse de o metalizare multistrat pe toată aria, printr-o creștere selectivă prin mască de fotorezist, problema pasivării joncțiunii rămînd, de asemenea, nerezolvată. Această tehnologie apelează la dubla aliniere, procedeu care impune o dotare specială.

Odată cu apariția, în prima jumătate a acestui deceniu, a tehnologiilor TOPM (thermal oxide passivated mesa) [1] și PLESA [3], tehnologii care au dat un deosebit avînt industriei de componente de microunde, în lume s-a dezvoltat cercetările legate de realizarea unor diode Impatt pasivate.

În 1975 se indică abordarea, la firma Varian [3], a unui program de cercetare pentru realizarea diodei Impatt prin utilizarea tehnologiei PLESA în variantă multicip. În 1977 firma Alfa realizează primele diode Impatt pasivate, utilizînd tehnologia TOPM.

Tehnologia PLESA-LOCOS cu radiator selectiv

Dezvoltarea în ICCE a tehnologiei PLESA-LOCOS [4] a permis abordarea tuturor tipurilor de diode de microunde negeneratoare, (varactor de acord, pin, varactor parametric, varactor de multiplicare).

Una din constatările foarte importante făcute o dată cu experimentarea acestei tehnologii a fost legată de profilul de corodare mesa.

Metodele de corodare utilizate în ICCE, care permit atacul selectiv al stratului p^+ față de stratul n , conduc la realizarea unui unghi favorabil străpungerii în volum (fig. 3). Problema obținerii străpungerii în volum, condiție necesară generării de microunde este deci asigurată de tehnologia PLESA-LOCOS.

Pentru a se realiza protecția termică a dispozitivului s-a recurs la creșterea unor radiatoare locale, etapă finală în realizarea dispozitivului. Deoarece în această etapă dispozitivul are joncțiunea și spațiul dintre structuri acoperite cu un strat gros de bioxid de siliciu termic (fig. 2) poate fi aplicată doar o tehnologie de creștere selectivă a radiatorului integral. O astfel de tehnologie, în afara evitării stressurilor mecanice, mai are și avantajul realizării celui mai mic consum de material prețios dintre toate tehnologiile de creștere.

Pe suprafața plachetei cu ferestrele de contact deschise se depune în vid un strat dublu de TiAg, strat în care titanul asigură o bună aderență la siliciu. Acest strat este păstrat prin fotogravură numai în ariile de contact. Trebuie remarcat că această metalizare este compatibilă cu densitățile mari de curent, fiind mai puțin afectată de electromigrare decît alumiul.

Pe spatele plachetei se depune un strat de Au, prin care se asigură un al doilea contact ohmic în procesul electrochimic de îngroșare

locală a argintului. Plachetele astfel pregătite se introduc în baie de creștere electrochimică. În baie spatele plăchetei este conectat la electrodul negativ, astfel că joncțiunea este

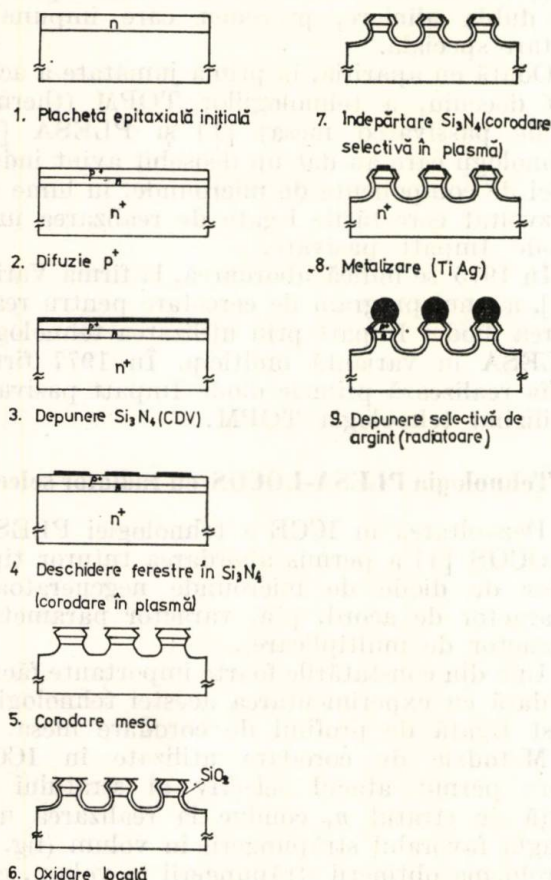


Fig. 2. Tehnologia PLESA-LOCOS cu radiator selectiv.

polarizată direct și creșterea selectivă este posibilă. Procesul de creștere s-a optimizat la o viteză de $0,5 \mu\text{m}/\text{min}$ prin care aderența radiatorului la stratul depus în vid este maximă. Prin această tehnologie s-au realizat radiatoare din Ag de $30 - 40 \mu\text{m}$ grosime, metoda permițând, în același timp, o separare a structurilor defecte care se revelează prin creșterea neuniformă a radiatorului.

Tehnologia PLESA-LOCOS cu radiator selectiv asigură o separare în cipuri elegantă, de mare randament.

Rezultate experimentale

Dispozitivele realizate pe această tehnologie au fost încapsulate normal (up side up), încapsularea „flip cip” fiind în curs de cercetare. Tensiunea de străpungere a fost de $79 - 81\text{V}$ la $1\mu\text{A}$, $81 - 82\text{V}$ la 1mA . S-a obținut străpungerea în volum, verificarea făcându-se din analiza curbei $V - I$ în regim de avalanșă

[2], precum și din măsurători de rezistență de sarcină spațială [2]. Dispozitivele astfel încapsulate se distrug prin străpungerea a II-a la un curent de $80 - 90 \text{mA}$, ceea ce corespunde unei puteri continue de $9 - 10\text{W}$. Aceasta dovedește rezistența termică foarte bună a dispozitivului ($\sim 30^\circ\text{C}/\text{W}$) datorită în mare măsură radiatorului.

Puterea generată s-a măsurat într-o montură construită în ghid de undă sub forma unei cavități. Dioda este polarizată cu ajutorul unei surse de curent; circuitul de polarizare al diodei este astfel construit încât semnalul generat de diodă să nu se propage în exterior; citirea puterii se face pe un wattmetru digital pentru microunde.

S-au obținut puteri de $35 - 45 \text{mW}$ la frecvența de $10.5 - 11.5 \text{GHz}$ pentru toate dispozitivele încapsulate din lotul 2/78. Acest lot s-a realizat pe un siliciu de rezistivitate $1,1 - 1,3 \Omega\text{cm}$. Eficiența relativ scăzută (1%) s-a datorat pătrunderii premature a dispozitivelor (dispozitivele se pătrund la circa 45V , situație în care injecția de electroni din substrat conduce la degradarea performanțelor în microunde) [2].

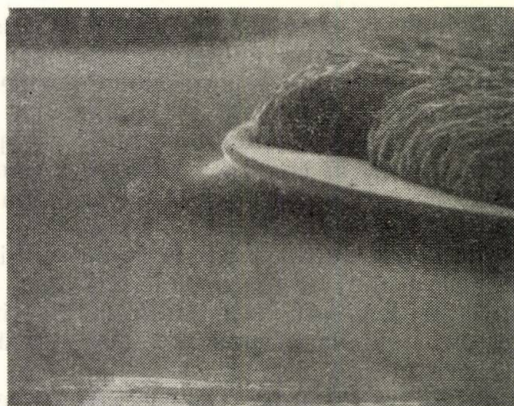


Fig. 3. Structura de diodă IMPATT realizată în tehnologia „PLESA-LOCOS” cu radiator selectiv (fotografie la microscopul electronic).

Continuarea cercetării în vederea realizării diodelor Impatt pe această tehnologie, va permite mărirea puterii generate, având în vedere atât încapsularea flip-cip, care va micșora rezistența termică, cât și realizarea pătrunderii la o tensiune puțin superioară tensiunii de străpungere printr-o alegere optimă a adin-cimii de joncțiune.

Concluzii

Punerea la punct în ICCE a tehnologiei PLESA-LOCOS cu radiator selectiv și realizarea unor diode Impatt pasivate pe această tehnologie, se înscrie în preocupările mondiale actuale în acest domeniu (până la ora actuală doar firma „Alfa” a scos pe piață diode Impatt pasivate).

Continuarea cercetărilor în acest domeniu va permite realizarea de diode Impatt comerciale, de mică și de medie putere, pe această tehnologie.

CZ 621.314

Bibliografie

- [1] Microwave Ass. Solid State Product Seminar 1974.
- [2] Selenia — Research Rept. 1975.
- [3] Carlson, A., Dominick, F. Physics and applications of Microwave diodes. Varian, Beverley, 1975.

CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE
SINTETIZARE
SEMNALE SINUSOIDALE

Aplicații ale circuitelor integrate digitale pentru generarea de semnale sinusoidale

ADRIAN RUSU și MIRCEA NEGOIȚĂ * — BUCUREȘTI

Introducere

Sintetizarea semnalelor sinusoidale din impulsuri dreptunghiulare își dovedește utilitatea în numeroase tipuri de aparate electronice: generatoare de funcții, aparatură de alarmă și control în sistemele digitale complexe etc.

Pentru sintetizarea semnalelor sinusoidale (ca și a altor forme de undă repetitive) s-au elaborat o multitudine de scheme-bloc, majoritatea având structura din figura 1 [1, 2].

1. Principiul de funcționare și schema-bloc

Configurația care aproximează o semialternanță (fig. 2) conține 8 trepte. Nivelele treptelor s-au calculat din condiția de egalitate, pentru fiecare interval al treptei, a ariei cuprinse între sinusoida ideală, respectiv aproximația ei prin trepte, și axa timpului.

Schema-bloc care ilustrează principiul metodei este prezentată în figura 3.

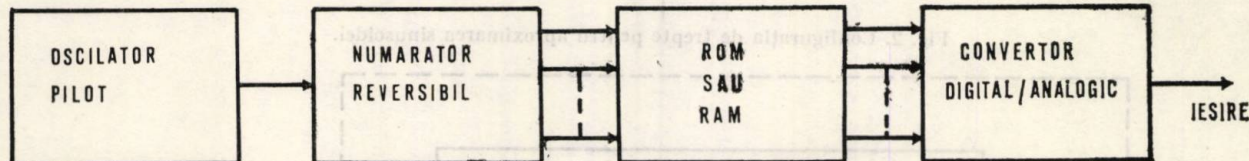


Fig. 1. Schema bloc de sintetizare a semnalelor sinusoidale bazată pe utilizarea convertorului digital/analog.

Această schemă are dezavantajul unei complexități crescute și necesită componente electronice de precizie.

În cele ce urmează se prezintă o schemă originală de sintetizare a semnalelor sinusoidale în gama de audiofrecvență utilizând circuite integrate digitale.

Metoda are la bază aproximarea prin trepte de tensiune a formei semnalului sinusoidal și filtrarea lui ulterioară cu filtre active. Utilitatea metodei constă în posibilitatea monitorizării semnalelor sinusoidale de la un generator pilot de impulsuri cu formă aleatoare și sincronizarea perfectă cu acesta.

Față de principiul ilustrat în figura 1, metoda prezentată în această lucrare are avantajul că este mai simplă (folosind un număr redus de componente) și mai economică (nu necesită sortări riguroase ale pieselor).

Impulsurile de comandă, provenite de la un generator pilot, sînt prelucrate în generatorul de trepte specializat. Acesta conține un numărător binar care comandă, prin intermediul unei logici foarte simple, decodorul de nivele. În acest mod se obține succesiunea de trepte ce aproximează o semialternanță a sinusoidelor. Această formă de undă se aplică alternativ, prin intermediul comutatorului de alternanță, pe intrarea inversoare sau neinversoare a unui filtru activ, obținându-se astfel, la ieșire, sinusoida.

2. Considerații asupra schemei de principiu. Rezultate

Modul de funcționare a schemei se exprimă concentrat în tabelul 1, care constituie tabela de adevăr. Sintetizarea semnalelor sinusoidale s-a realizat conform schemei de principiu din figura 4.

Ieșirile $\bar{Q}_1$, $\bar{Q}_2$, $\bar{Q}_3$ (divizoare cu 2; 4; 8 ale impulsurilor generate de pilot) furnizează im-

* Dr. ing. Rusu, A. este șef de lucrări la Institutul politehnic București, iar Negoită, M. este cercetător științific la I.C.C.E. — București.

pulsuri care sînt prelucrate de două celule SAU-EXCLUSIV ale unui circuit integrat CDB 486 E, care constituie logica de comandă a decodurului. Această schemă logică furnizează, de fapt, decodurului de nivele secvența logică binară a succesiunii de trepte. Informația binară este prelucrată de către un decodificator binar cu două intrări și patru ieșiri, obținîndu-se succesiunea celor 8 trepte de tensiune pentru aproximarea semialternanței: 0; 1; 2; 3; 3; 2; 1; 0.

Pentru numărător s-a ales o configurație de tip sincron de 4 biți cu transport succesiv [3], realizată cu două circuite integrate CDB 473 E — bistabile duble „JK master-slave”, două porți SI-NU dintr-un circuit integrat CDB 400 HE și două celule invertoare ale unui circuit integrat inversor sextuplu CDB 404 E. Decodificatorul binar a fost realizat cu două celule ale invertorului CDB 404 E și cu un operator cuadruplu SI-NU cu două intrări CDB 400 HE.

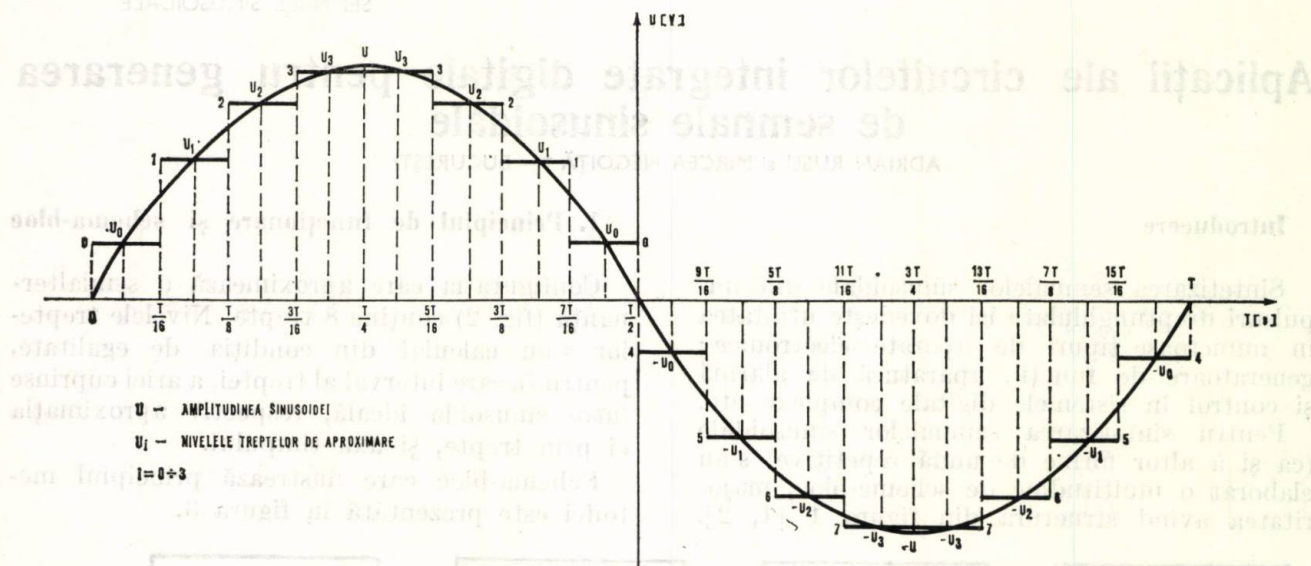


Fig. 2. Configurația de trepte pentru aproximarea sinusoidelor.

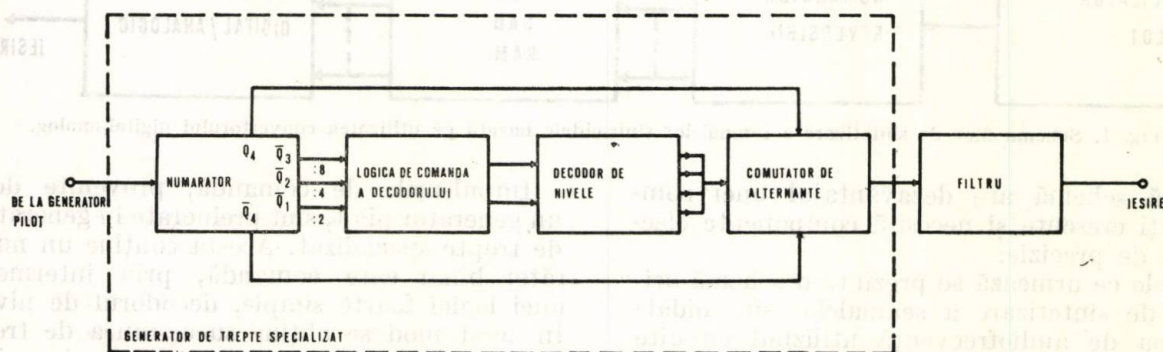


Fig. 3. Schema-bloc ilustrînd principiul metodei de sintetizare prezentată în lucrare.

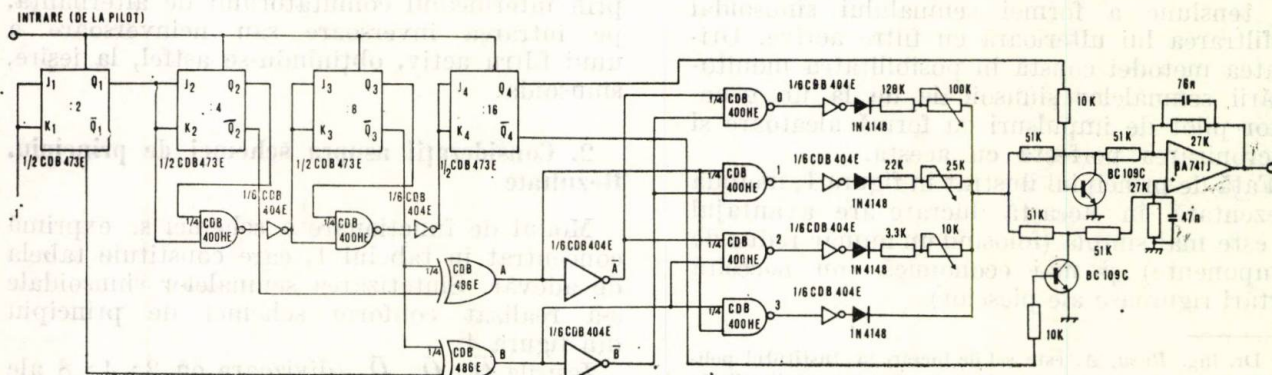


Fig. 4. Schema de principiu.

TABEL 1

NR. IMP. DE LA PILOT	IESIRILE NUMARATORULUI					IESIRILE LOGICI		IESIREA ACTIVATA A DECODORULUI	NIVELUL DE TREAPTA	
	$\bar{Q}_4$	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	B	A		NORMAT (U_i/U)	VALOARE ABSOLUTA (V)
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0.194	+ 0.630
2	1	0	0	0	1	0	1	1	0.552	+ 1.794
3	1	0	0	1	0	1	0	2	0.826	+ 2.684
4	1	0	0	1	1	1	1	3	0.974	+ 3.165
5	1	0	1	0	0	1	1	3	0.974	+ 3.165
6	1	0	1	0	1	1	0	2	0.826	+ 2.684
7	1	0	1	1	0	0	1	1	0.552	+ 1.794
8	1	0	1	1	1	0	0	0	0.194	+ 0.630
9	0	1	0	0	0	0	0	0	0.194	- 0.630
10	0	1	0	0	1	0	1	1	0.552	- 1.794
11	0	1	0	1	0	1	0	2	0.826	- 2.684
12	0	1	0	1	1	1	1	3	0.974	- 3.165
13	0	1	1	0	0	1	1	3	0.974	- 3.165
14	0	1	1	0	1	1	0	2	0.826	- 2.684
15	0	1	1	1	0	0	1	1	0.552	- 1.794
16	0	1	1	1	1	0	0	0	0.194	- 0.630
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0.194	+ 0.630
2	1	0	0	0	1	0	1	1	0.552	+ 1.794
3	1	0	0	1	0	1	0	2	0.826	+ 2.684

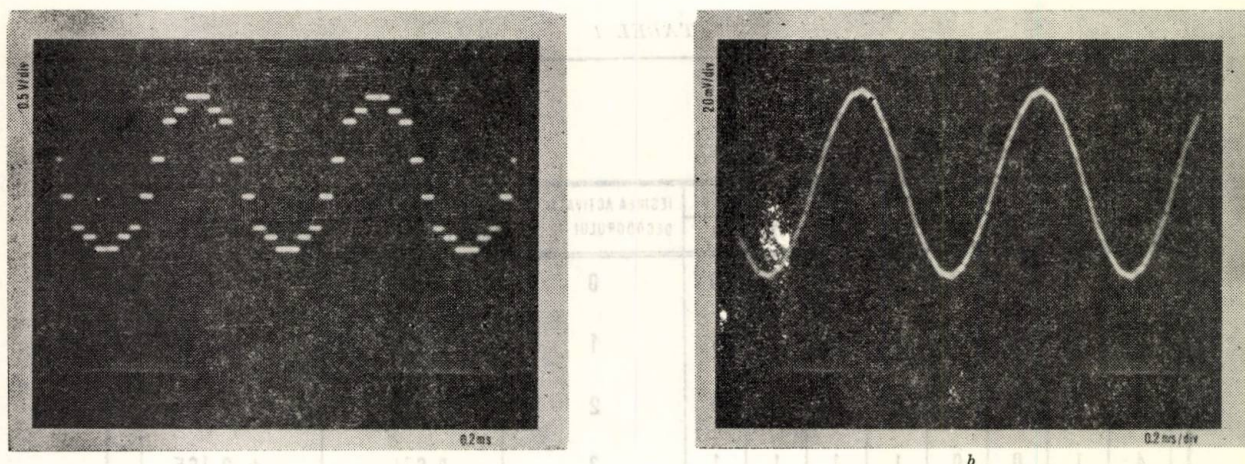


Fig. 5. a — Oscilograma configurației de trepte ce aproximează sinusoida; b — Oscilograma formei de undă de la ieșirea montajului.

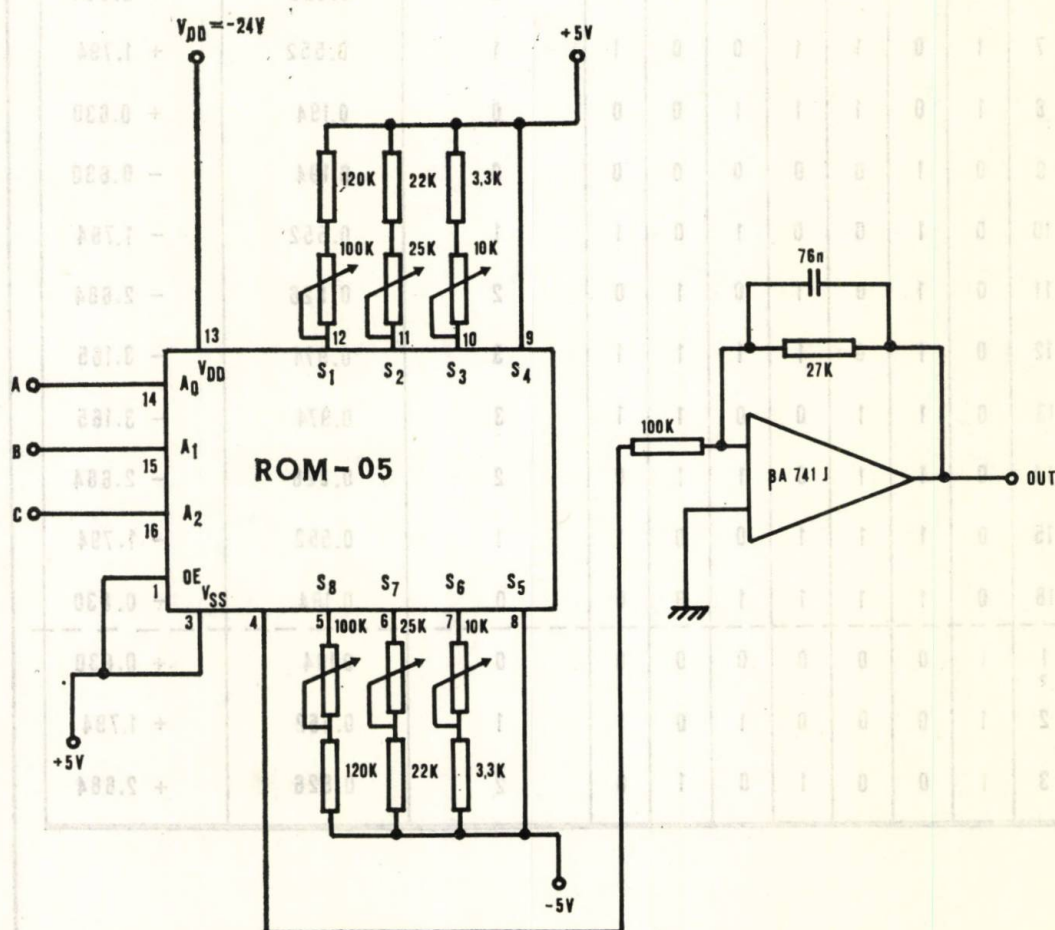


Fig. 6. Schema de principiu a variantei cu multiplexor MOS (fără logica de comandă).

Nivelele corespunzătoare fiecărei trepte se realizează la ieșirea decodificatorului binar de către comutatorul respectivei trepte. Acesta este constituit dintr-o celulă invertoare, o diodă de comutație rapidă tip 1 N 4148 și o rezistență care realizează un raport de divizare optim conform tabelului 1.

Configurația de trepte astfel obținută se aplică de către comutatorul de alternanță când pe intrarea inversoare, când pe intrarea neinvertoare a filtrului de la ieșire, în vederea obținerii formei de undă finală. Succesiunea de trepte 4; 5; 6; 7; 7; 6; 5; 4 (fig. 2) este de fapt configurația 0; 1; 2; 3; 3; 2; 1; 0 inversată.

Comutatorul de alternanțe este realizat cu două tranzistoare BC 109 C. Comanda logică care-l acționează este furnizată de către ieșirile de rang binar maxim ale număratorului Q_4 și $\bar{Q}_4$.

Filtrul activ este construit cu un amplificator operațional de tip βA 741 J, în montaj de filtru trece jos cu un pol [4] pe ambele intrări (inversoare și neinversoare).

Această modalitate de realizare a aproximării în trepte, cu ajutorul comutatorului de alternanțe, este avantajoasă din mai multe puncte de vedere. În primul rând, gradul de distorsiuni este îmbunătățit și, în al doilea rând, se folosește un decodor binar de 2 biți cu 4 ieșiri care are o schemă mai simplă decât decodorul binar de 3 biți cu 8 ieșiri ce ar fi fost necesar dacă s-ar intra pe o singură intrare a filtrului.

Funcționarea schemei este ilustrată de oscilogramele prezentate în figurile 5a și 5b.

La intrare s-au aplicat impulsuri dreptunghiulare *TTL* cu frecvența $f_i = 16$ kHz, iar la ieșire s-a obținut un semnal sinusoidal de frecvență $f_0 = 1$ kHz. Distorsiunile formei de undă sînt mai mici de 2%.

O altă variantă [6] a schemei se obține utilizînd circuitul integrat *MOS* multiplexor-comutator cu 8 canale, de tip *ROM-05*, produs de ICCE (fig. 6). În acest mod scade simțitor consumul de putere și în același timp se simplifică mult schema, micșorîndu-se numărul de componente electronice (prin eliminarea decodorului și a comutatorului de alternanțe; acest lucru este posibil deoarece circuitul înglobează un decodor binar de 3 biți și 8 ieșiri).

De asemenea, în funcție de modul de polarizare a circuitului *ROM-05* se pot obține amplitudini mai mari. Utilizarea acestui circuit este avantajoasă și datorită faptului că intrările sale logice sînt compatibile *nnp* bipolar și pot primi direct nivele logice *TTL* fără să mai fie necesară o interfață.

Varianta cu multiplexor conferă și posibilitatea măririi numărului de trepte ce aproximează sinusoida, folosind două sau mai multe circuite *ROM-05* în montaj adecvat măririi numărului de canale [5].

3. Concluzii

Utilitatea metodei prezentate constă în posibilitatea de formare a unei forme de undă sinusoidale din impulsuri periodice de formă aleatoare și sincronizarea perfectă cu acestea.

Schemele prezentate în lucrare sînt simple și eficiente din punct de vedere economic, putînd fi realizate numai cu componente din producția internă.

Bibliografie

- [1] *** *Analog digital conversion notes*, Analog Devices Inc. Norwood Massachusetts, USA, 1977.
- [2] Mc. Natt, S. M. *Use digital counting logic to generate precise waveforms*, In: *Electronic Design* 2, January 18, 1975, p. 62 — 65.
- [3] Morris, R. L., Miller, L. J. *Proiectarea cu circuite integrate TTL*, București, Editura tehnică, 1974.
- [4] Bulucea, C., ș.a., *Circuite integrate liniare*, București, Editura tehnică, 1976.
- [5] *** *C-MOS analog multiplexers: MPC4D; MPC8S*, Burr-Brown, Tucson, Arizona, U.S.A.
- [6] Mc. Guirre, L. P. *Digital pulse synthesize audio sine waves*. In: *Electronics*, October 2, 1975.

CZ 536.591

RĂCIRE TERMoeLECTRICĂ
EFFECT PELTIER

Termostatarea prin efect Peltier în electronică

JENŐ JAKLOVSZKY și GHEORGHE ALDICA* — BUCUREȘTI

Introducere

Efectele termoelectrice au fost descoperite de mai bine de un secol (Seebeck 1821, Peltier 1834), dar aplicațiile acestora încep să apară doar după descoperirile din domeniul semicon-

ductoarelor, mai precis după studierea telururi de bismut (1949).

În anii 1955—1960 se părea că răcirea termoelectrică va reuși să înlocuiască deplin formele clasice de refrigerare. Studiile efectuate în acești ani privind limitele performanțelor materialelor termoelectrice au stabilit definitiv locul mai modest al acestor aplicații. ←

* Ing. Jaklovsky, J. și fiz. Aldica, Gh. sînt cercetători șt. la I.F.T.M. — București.

Ioffe [1] a stabilit că parametrul caracteristic al materialelor termoelectrice este factorul de merit definit prin relația:

$$Z = \frac{S^2 \cdot \sigma}{K}, \quad (1)$$

unde S este coeficientul Seebeck, σ —conductibilitatea electrică, iar K —conductibilitatea termică.

Principal, un refrigerator termoelectric se compune din două termoelemente legate în serie ca în figura 1.

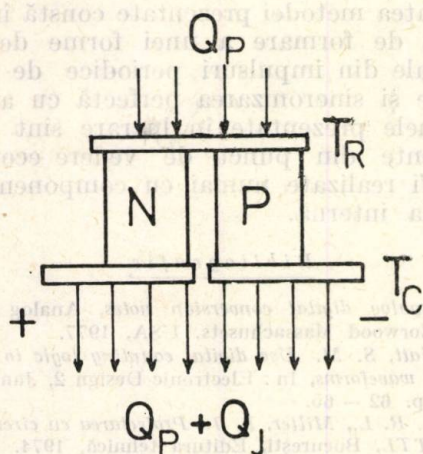


Fig. 1. Principiul de funcționare a refrigeratoarelor termoelectrice.

Dacă printr-un material termoelectric se trece un curent, electronii vor absorbi căldură la unul din capete și o vor ceda la celălalt capăt, creînd o diferență de temperatură. În materialele de tip N , capătul rece va fi la polul negativ, iar la materialele de tip P —acesta va fi la polul pozitiv.

Se definește ca eficiență de răcire raportul dintre energia termică vehiculată și energia electrică consumată în acest scop. Eficiența maximă este determinată de următoarea relație:

$$\xi_{\max} = \frac{T_R}{\Delta T} \cdot \frac{M - T_C/T_R}{M + 1}, \quad (2)$$

unde:

$$M = \sqrt{1 + Z \cdot T_M}, \quad (3)$$

iar T_C și T_R sînt temperaturile plăcii calde, respectiv reci, T_M —media aritmetică a celor două, iar ΔT —diferența lor.

Cînd sudura rece este perfect izolată de mediul exterior se poate vorbi de diferență maximă de temperatură $\Delta T_{\max} = 1/2 Z \cdot T_R^2$ și este evident că în acest caz eficiența de răcire este nulă.

Curentul electric pentru care eficiența de răcire este maximă este determinat de caracte-

risticile dimensionale și termoelectrice ale termoelementelor prin relația:

$$I_{\text{opt}} = \frac{S \cdot \sigma \cdot (T_C - T_R)}{M \cdot L/A}, \quad (4)$$

unde L este lungimea termoelementelor, iar A —secțiunea lor transversală.

Cele mai bune materiale termoelectrice sînt aliajele pe bază de Bi_2Te_3 , la care, pe material monocristalin, s-a atins un factor de merit de $3 - 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ și o cădere de temperatură maximă pe un singur etaj de 78°C . Pentru a crește diferența de temperatură se pot face cascade termoelectrice în care sudura rece a primului etaj constituie sudura caldă a etajului următor. Astfel, pe un refrigerator cu 8 etaje s-a atins o diferență totală de temperatură de 171°C .

Căldura degajată la sudura caldă a unui cuplu termoelectric cuprinde, pe lângă căldura absorbită la sudura rece și căldura degajată prin efect Joule în termoelemente și contactele lor și de aceea trebuie asigurată o bună disipare a acestei călduri spre mediul exterior.

Aplicațiile răcirii termoelectrice

Avantajele răcirii termoelectrice sînt următoarele: compactitate, silențiozitate, fiabilitate mare, control electric direct al răcirii, lipsa pieselor în mișcare sau a unui agent frigorific și reversibilitatea răcirii la inversarea curentului.

Aceste avantaje au făcut ca răcirea termoelectrică să pătrundă cu predilecție în ramurile de vîrf ca microelectronica, optoelectronica, fizica atomică etc.

Răcitoarele termoelectrice pot fi de mare capacitate ca în cazul instalațiilor de aer condiționat de pe submarinele atomice cu puterea de 100 kW sau de capacitate foarte mică de ordinul zecimilor de watt la termostatarea în microelectronică.

Din punct de vedere economic instalațiile de răcire bazate pe efectul Peltier nu sînt avantajoase la puteri mari, pe de o parte fiindcă eficiența de răcire abia atinge valorile avute de instalațiile cu absorbție și, pe de altă parte, din cauză că materialele termoelectrice sînt relativ scumpe ($20\,000 \text{ lei/kg}$ termoelemente).

Mult mai avantajoasă este folosirea termoelementelor la termostatarea sub temperatura camerei, deoarece un control așa de simplu al temperaturii nu se realizează cu metodele clasice. Se fac termostate de nul pentru măsurători în fizică, higrometre cu punct de rouă, diverse microtermostate plane sau cameră cu domenii de lucru $-30 \div +60^\circ\text{C}$.

Răcirea componentelor electronice poate duce la scăderea zgomotului de fond, la menținerea constantă a punctului de funcționare, creșterea puterii maxime admise.

Se folosesc răcitoare Peltier pentru răcirea fotocatodelor fotomultiplicatoarelor, răcirea

tranzistoarelor din etajele de preamplificare, răcirea diodelor varactor etc. În fizica atomică se folosesc răcitoare termoelectrice pentru îmbunătățirea rezoluției detectoarelor de radiații cu semiconductori de tip Si (Li).

Realizări proprii

O primă abordare a răcirii termoelectrice în țara noastră a fost făcută în jurul anului 1960 și a dus la asimilarea tehnologiei de obținere a telurului românesc la Baia Mare, dar ca aplicații rezultatele au fost slabe, datorită faptului că factorul de merit al materialelor era scăzut. Cercetările în domeniul materialelor termoelectrice au fost reluate în anul 1969 în cadrul Institutului de fizică—București, azi Institutul de fizică și tehnologia materialelor și s-a pus la punct tehnologia de obținere a termoelementelor cu factor de merit ridicat.

Materialele produse prin metoda metalurgiei pulberilor elaborată la I.F.T.M. au factorul de merit de $2,3 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ pentru ramura de tip N și $2,8 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ pentru ramura de tip P. Cu ajutorul acestor materiale s-a realizat o cădere maximă de temperatură de $68,2^{\circ}C$.

Elementele de puritate tehnică din producția indigenă au fost purificate în laborator prin distilare sub vid pentru Te, Se și Sb și prin topire zonală pentru Bi. Pe baza elementelor purificate s-au sintetizat compuși de interes prin topire [2]. Lingourile au fost măcinate la granulația de $100 \mu m$ și s-au presat la rece cu 6 tf/cm^2 termoelemente cu dimensiuni diferite ca $3.3.4 \text{ mm}$ sau $5.5.10 \text{ mm}$. Sinterizarea termoelementelor s-a făcut în fiole de sticlă vidate, timp de 8 ore la temperatura de $400^{\circ}C$.

Măsurarea proprietăților termoelectrice ale termoelementelor s-a făcut cu ajutorul unor instalații de măsură construite în laborator [3].

Contactele electrice s-au aplicat dintr-un aliaj de Bi-Sn, în vid.

Modulul termoelectric este o înseriere a mai multor perechi de termoelemente P—N, la care contactele calde sînt dispuse pe o aceeași față, iar contactele reci pe fața opusă, ca în figura 2.

Prin adoptarea soluției modulare construcția aparatelor termoelectrice se simplifică, se reduc tipodimensiunile și se permite lucrul în serie.

Primul modul termoelectric, construit la I.F.T.M., avea 8 perechi de termoelemente de $5.5.5 \text{ mm}$, funcționa la 16 A și $0,6 \text{ V}$ și realiza o cădere de temperatură de $45^{\circ}C$. Ulterior, prin îmbunătățirea construcției și a performanțelor materialelor, s-a realizat un modul care dă o cădere maximă de temperatură de $58^{\circ}C$. Pe baza acestui modul s-a realizat un dispozitiv de termostatare, care permite stabilizarea oricărei temperaturi în domeniul $-30 \div +65^{\circ}C$.

În figura 3 se prezintă variația în timp a diferenței de temperatură dintre plăcile unui modul termoelectric aflat în aer.

Pentru Institutul de fizică atomică s-a construit un modul termoelectric special care permite răcirea detectoarelor Si(Li) chiar în camera de reacție a acceleratorului tandem pînă la $-10^{\circ}C$. În figura 4 se prezintă, în două secțiuni, construcția acestui modul special.

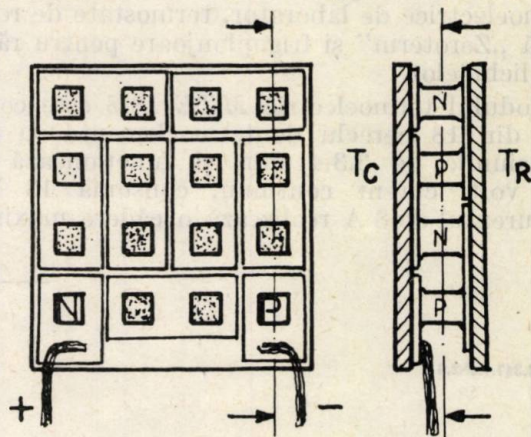


Fig. 2. Construcția modulului termoelectric.

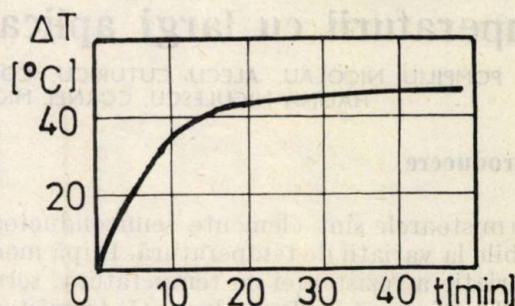


Fig. 3. Dinamica răcirii modulului termoelectric.

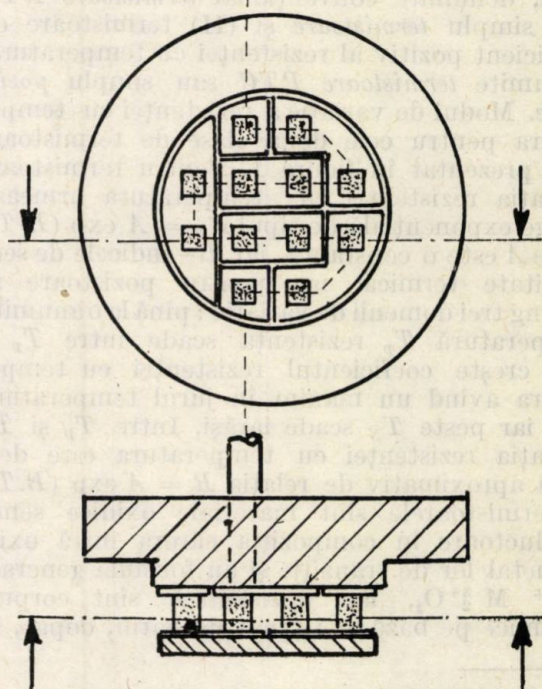


Fig. 4. Construcția modulului termoelectric special.

Tehnologia materialelor termoelectrice a fost transferată la Institutul de cercetări și proiectări pentru industria alimentară și frigorifică creată pe lângă uzina „Technofrig”- Cluj-Napoca. Începînd din anul 1976 se produc aici module termoelectrice tip MTE 18-8, microfrigidere termoelectrice de laborator, termostate de referință „ZeroTerm” și frigoplonjoare pentru răciră lichidelor.

Modulul termoelectric MTE 18-8 este compus din 18 perechi de termoelemente cu dimensiunile de 3.3.4 mm și funcționează la 1,6 volți curent continuu, consumă 13 W, la curentul de 8 A realizează o cădere maximă

de temperatură de 50°C. Celelalte aparate sînt construite pe baza acestui modul termoelectric.

Prin cercetările întreprinse s-a creat o bază științifică și tehnică pentru realizarea unor refrigeratoare termoelectrice care să permită abordarea oricăror teme de răcire în volume de 2 litri, la -20°C și o putere frigorifică pînă la 20 W.

Bibliografie

- [1] Ioffe, A. F. Semiconductor Thermoelements and Thermoelectric Cooling, Infosearch, London 1957.
- [2] Jaklovsky, J. ș. a. Metalurgia, 24, 1972, p. 482.
- [3] Jaklovsky, J. ș.a. Electrotehnica 22, 1974, p. 105.

CZ 621.317.7.082.6

TERMISTOARE
POZISTOARE

Termistoare de mare sensibilitate pentru măsurarea și controlul temperaturii cu largi aplicații în electrotehnică și automatică

POMPILIU NICOLAU, ALECU CUTURICU, CONSTANTIN TĂNĂSOIU, ION NICOLAE, EMILIA VĂRZARU, HALINA NICULESCU, CORNEL MICLEA și GHEORGHE ANGHELEA * — BUCUREȘTI

Introducere

Termistoarele sînt elemente semiconductoare sensibile la variații de temperatură. După modul de variație a rezistenței cu temperatura, termistoarele se împart în două clase: (I) termistoare cu coeficient negativ al rezistenței cu temperatura, denumite convențional *termistoare NTC* sau simplu *termistoare* și (II) termistoare cu coeficient pozitiv al rezistenței cu temperatura, denumite *termistoare PTC* sau simplu *pozistoare*. Modul de variație a rezistenței cu temperatura pentru cele două clase de termistoare este prezentat în figura 1. Pentru termistoare variația rezistenței cu temperatura urmează o lege exponențială de tipul $R_T = A \exp(B/T)$, unde A este o constantă, iar B —indicele de sensibilitate termică, iar pentru pozistoare se disting trei domenii de variație: pînă la o anumită temperatură T_p rezistența scade între T_p și T_N , crește coeficientul rezistenței cu temperatura avînd un maxim în jurul temperaturii T_M , iar peste T_N scade iarăși. Între T_p și T_N variația rezistenței cu temperatura este descrisă aproximativ de relația $R = A \exp(B/T)$.

Termistoarele sînt materiale oxidice semiconductoare în compoziția cărora intră oxizi ai metalelor de tranziție și au formula generală $M^{2+} M^{3+}_2 O_4$, iar pozistoarele sînt corpuri ceramice pe bază de titanat de bariu, dopat, în

general, cu ytriu, avînd formula generală $(Ba, Sr, Pb)_{1-x} Y_x TiO_3$, cu $x \leq 0,01$.

În lucrarea de față se prezintă și se discută tehnologia de obținere și principalele caracte-

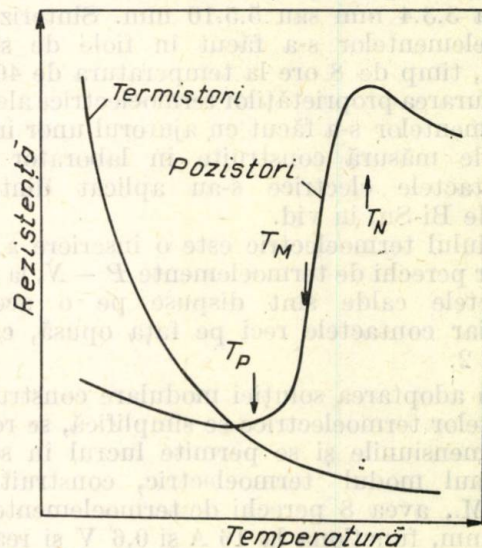


Fig. 1

teristici ale termistoarelor și pozistoarelor, precum și o serie de aplicații ale acestor dispozitive.

1. Tehnologia de fabricație

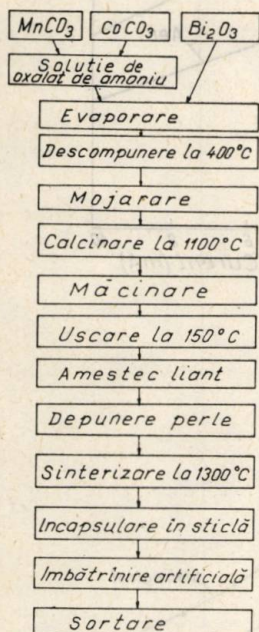
În figura 2 se prezintă schemele fluxului tehnologic pentru ambele tipuri de termistoare.

* Autorii sînt cercetători la Institutul de fizică și tehnologia materialelor — București.

Termistoarele perlă

Materia primă o constituie carbonații de Mn și Co care se dizolvă în oxalat de amoniu, adăugându-se o cantitate mică de Bi_2O_3 . După eva-

A. Termistori



B. Pozistori

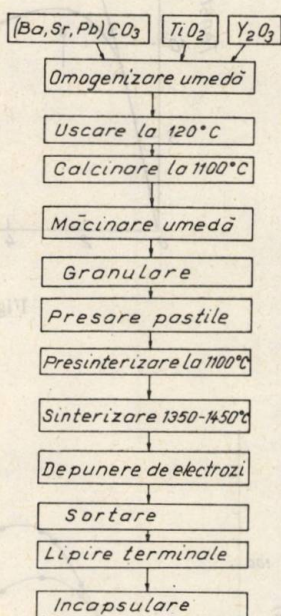


Fig. 2

porare operațiile următoare sînt specifice tehnicii ceramice obișnuite. Perlele se depun pe fire de platină cu diametrul de 0,08 mm, întinse paralel la distanța de 0,1 — 0,2 mm pe un tambur rotitor. După uscare în aer timp de 10 — 15 ore șiragurile de perle se sinterizează la 1300°C, ciclul de încălzire făcîndu-se în trepte cu diverse viteze. Încapsularea perlelor în sticlă se face în cuptoare speciale la aproximativ 800°C. Îmbătrînirea se face la 300 — 350°C, timp de peste 1000 ore, după care se sortează electric la temperatura de $25 \pm 0,01^\circ\text{C}$. Rezistența nominală la 25°C variază, în funcție de compoziție, între 3 și 300 kohmi.

Pozistoarele

Prepararea s-a făcut prin metoda ceramică clasică, din amestec de oxizi și carbonați. Sinterizarea pastilelor s-a făcut la temperaturi cuprinse între 1350 — 1440°C, în funcție de compoziție, în aer sau argon, cu palier cuprinse între 15 — 60 min.

Puritatea materiilor prime constituie un factor esențial în obținerea unui material cu caracteristici bune și reproductibile. Procentul admis de impurități trebuie să fie mai mic de 0,01%, principalele impurități ce trebuie evitate fiind metalele alcaline, metalele din grupa fierului și aluminiiu.

Modificarea temperaturii de salt se realizează prin înlocuirea ionilor de bariu cu stronțiu sau plumb; stronțiu scade temperatura de salt, iar plumbul o crește. O cantitate prea mare de stronțiu duce însă la scăderea substanțială a coeficientului rezistenței cu temperatura. S-au putut obține totuși pozistoare cu caracteristici bune pentru cantități de stronțiu de maximum 15% în formulă. Efectul plumbului asupra coeficientului rezistenței cu temperatura nu a fost atât de drastic, astfel încît procentajul de plumb poate depăși cifra 15%.

2. Caracteristici

Principalele caracteristici ale termistoarelor și pozistoarelor, măsurate pe un număr mare de probe, au fost: variația rezistenței cu temperatura, efectul de varistor — prezent numai în cazul pozistoarelor — și caracteristica volt-amper. Pe un interval relativ mare de temperatură (0 — 150°C) caracteristica $\lg R(1/T)$ în cazul termistoarelor este liniară cu abateri mai mici de 1% pe tot intervalul de temperatură. Pe intervale mai mici (50°C) abaterea de la liniaritate scade sub 0,1%. Această calitate conferă termistoarelor miniatură posibilitatea de a fi folosite ca senzori termometrici de foarte mare precizie.

Principalele aplicații ale termistoarelor miniatură sînt legate de măsurarea și controlul temperaturii. Scheme simple de punte în care două brațe conțin termistoare se pot folosi în acele cazuri în care este necesară determinarea unor diferențe de temperatură de ordinul 10^{-4} — 10^{-5}°C .

În mod curent se mai folosesc în geologie și geodezie pentru determinarea izvoarelor termale, în medicină pentru diagnosticarea unor maladii prezente în corpul uman, în chimie, în laboratoarele de cercetare, în industrie etc.

În figura 3 sînt prezentate caracteristicile $R(T)$ pentru un pozistor cu temperatura de salt de 120°C, în care se reliefează efectul de varistor. Se observă pentru tensiuni mici că coeficientul rezistenței cu temperatura prezintă un maxim sub 2 V, scăzînd cu creșterea tensiunii aplicate.

În principal, pozistoarele se folosesc ca elemente pentru protecția motoarelor electrice, de diverse clase de izolații, avînd temperaturi de salt între 70 și 140°C. În acest scop ele sînt cuplate în serie cu un releu electronic care acționează la o valoare prestabilită a rezistenței electrice din circuitul electronic.

Caracteristicile volt-amper ale unui termistor la 25°C în medii diferite sînt prezentate în figura 4. Se observă o deplasare apreciabilă a maximului tensiunii de la un mediu la altul, fapt ce poate fi folosit în aplicații în care se cere utilizarea termistorului într-un punct de funcționare pe porțiunea de rezistență negativă

a caracteristicii, mai ales la măsurarea nivelului lichidelor, viteza fluidelor, analiza gazelor etc.

În cazul pozistoarelor (fig. 5) se distinge un maxim al curentului în funcție de tensiunea aplicată, maxim ce depinde de mediul în care se fac măsurătorile. Prezența acestui maxim permite folosirea pozistorului, în afara aplicațiilor enumerate în cazul termistoarelor, în scheme simple pentru stabilizarea intensității curentului electric.

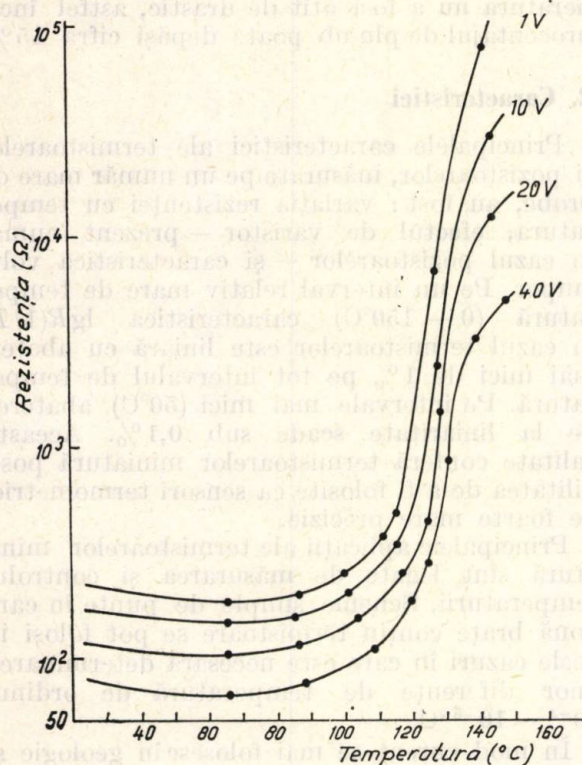


Fig. 3

CZ 621.385

Dioda luminescentă din GaP cu emisie în domeniul verde al spectrului

ALFRED GOLDENBLUM, GALINA POPOVICI și EMIL ELENA* — BUCUREȘTI

Lucrarea de față se referă la realizarea unor diode luminescente din GaP cu emisie în domeniul verde al spectrului luminos.

Aici se vor prezenta numai aspectele esențiale și care reflectă efortul propriu în rezolvarea problemelor apărute în cursul realizării prototipului acestui dispozitiv. Ele se vor referi la optimizarea structurii, în principal, din punct de vedere al parametrilor optici,

* Autorii sînt cercetători științifici la Institutul de Fizică și Tehnologia Materialelor — București — Măgurele.

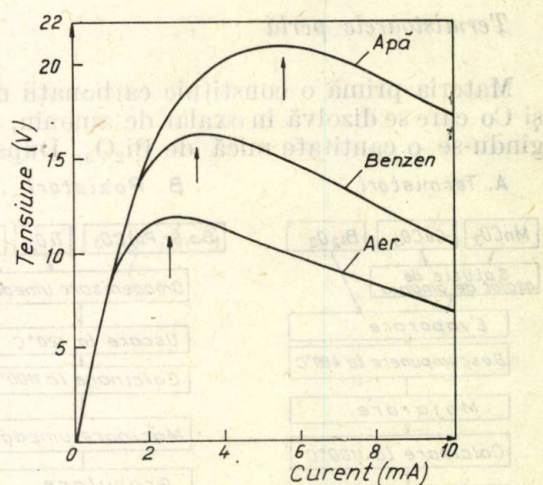


Fig. 4

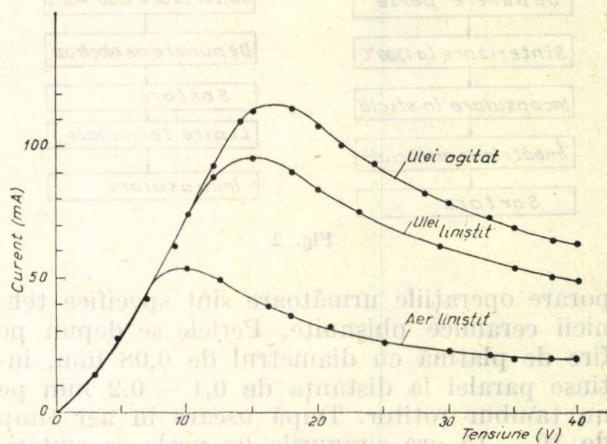


Fig. 5

DIODA LUMINESCENTĂ
RECOMBINARE RADIANTĂ

despre care există puține date în literatură, asupra elementelor tehnologice legate de creșterea epitaxială din fază lichidă, asupra metodei proprii de control a dopării acestor straturi. În fine, se vor analiza procesele de recombinare radiantă responsabile pentru emisia diodelor realizate.

Fosfura de galiu s-a dovedit pînă în prezent materialul semiconductor cu posibilitățile cele mai mari pentru realizarea diodelor luminescente cu emisie în domeniul vizibil al spectrului [1].

Aceasta este legată de faptul că GaP are lărgimea benzii interzise de 2,26 eV, la 300°K, ceea ce pentru un proces de recombinare bandă-bandă corespunde emisiei unui foton în domeniul verde al spectrului. În realitate, tranzițiile amintite sînt puțin probabile, datorită faptului că GaP este un material cu structura de benzi „indirectă” și tranzițiile cele mai eficiente sînt cele care implică impurități. Două dintre ele sînt deosebit de importante pentru realizarea diodelor luminescente: tranzițiile implicînd atomii de azot, pentru emisia în verde și cele implicînd complexe Zn-O, pentru emisia în domeniul roșu al spectrului. Structurile prezentate aici sînt din categoria celor dopate cu azot ca principal element optic activ.

Pentru realizarea structurilor, din punct de vedere economic și tehnologic, este bine să se plece de la plachete din GaP crescut prin metoda Csochralsky. Din păcate, ele sînt plachete rezultate din lingouri obținute la temperaturi și presiuni ridicate și, ca atare, au multe defecte structurale care le fac nepotrivite pentru realizarea de diode luminescente. Din această cauză joncțiunea este obținută prin creșterea epitaxială a unor strate n și p pe aceste plachete, astfel obținîndu-se structura din figura 1.

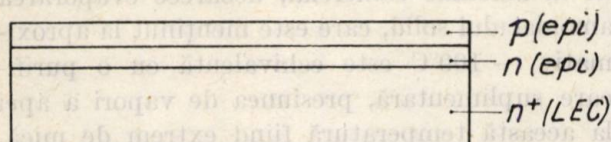


Fig. 1. Structura diodei luminescente din GaP.

Structurile realizate prin epitaxie lichidă s-au dovedit pînă în prezent cele mai adecvate, avînd densitatea de defecte mai mică decît cele obținute prin alte metode, ceea ce a dus la cele mai mari valori cunoscute pentru lumina diodelor la un curent dat [1, 2].

În cele ce urmează se va prezenta pe scurt modul de optimizare a structurii de mai sus, în vederea obținerii unei eficiențe cuantice externe maxime.

Grosimea stratului n se alege pe baza unui compromis. Pe de o parte sîntem interesați în creșterea unui strat cît mai subțire, pentru economie de material și timp. Pe de altă parte, în imediata vecinătate a substratului, densitatea de defecte este mai mare și, ca atare, eficiența este mai scăzută. Dependența eficienței de distanța de la substrat a fost determinată de Beppu [3] și din curbele lui se poate constata că de la o distanță mai mare de 25 μ eficiența este practic constantă. La 15 μ ea este de aproximativ 85% din valoarea maximă, după care scade drastic. Deci, valori cuprinse între 15 și 25 μ sînt acceptabile. Dopanții uzuali sînt telurul și sulful. La concentrații mai mari de 10^{16} cm $^{-3}$ de Te, Logan și alții [2] au constatat o scădere drastică a eficien-

ței cu concentrația, datorită, probabil, faptului că Te crează complexe care se constituie în centri de recombinare neradiantă. Din această cauză s-a luat sulful ca material de impurificare pentru tipul n . Dar și în acest caz se constată o slabă scădere a eficienței cu concentrația. Ca atare, deși s-ar părea că este de dorit un nivel de dopare cît mai scăzut, el se fixează la 10^{17} cm $^{-3}$, pentru a fi mai ușor controlabil și, totodată, fără ca această valoare să afecteze prea mult eficiența.

Grosimea stratului p trebuie să fie mult mai mare decît lungimea de difuzie a electronilor pentru a avea un număr cît mai mare de recombinări în strat. Pe de altă parte, cu cît stratul are o grosime mai mare, cu atît absorbția luminii e mai mare.

Pentru calculul grosimii optime se poate folosi metoda utilizată în cazul semiconductorilor cu structura de benzi „directă” [1] deoarece și la diodele din GaP dopate cu azot absorbția internă este apreciabilă. Ca atare, se ia în considerație fluxul luminos care ajunge la suprafață:

$$L_s = \int_0^\infty \int_0^{l_j} \frac{L_0}{L_D} g(E) \exp\left(-\frac{l}{L_D}\right) \cdot \exp[-\alpha(l_j - l)] dl dE,$$

unde L_0 este o constantă de proporționalitate, L_D — lungimea de difuzie a electronilor; $g(E)$ — funcția de distribuție a fotonilor după energia lor $E = h\omega$; l_j — grosimea joncțiunii; α — coeficientul de absorbție și l — distanța măsurată de la joncțiune.

Primul termen de sub integrală este legat de recombinarea în stratul dl situat la distanța l de joncțiune, iar al doilea termen de absorbția luminii în stratul $l_j - l$ care a mai rămas pînă la suprafață. Eficiența maximă se obține pentru o grosime l_j pentru care $\frac{\partial L_s}{\partial l_j} = 0$.

Un calcul aproximativ poate fi efectuat folosindu-se un coeficient mediu de absorbție pentru stratele dopate cu azot, la un nivel situat între 3×10^{18} și 6×10^{18} cm $^{-3}$, determinat din curbele experimentale. Ca urmare a unui asemenea calcul rezultă o grosime optimă cuprinsă între 15 — 20 μ . Doparea se face cu Zn. Concentrația optimă a golurilor este cuprinsă între 3×10^{17} și 5×10^{17} cm $^{-3}$. Aceasta asigură o pondere apropiată pentru emisia provenind din ambele părți ale joncțiunii. La concentrații mai mari ale golurilor, canalele neradiative implicînd procese Auger limitează rata de recombinare radiantă în partea p a joncțiunii.

Ambele strate sînt dopate și cu azot care, așa cum am arătat, asigură o creștere a ponderii canalului radiativ responsabil pentru emi-

sia în domeniul verde al spectrului. Există, din păcate, o limită tehnologică de aproximativ 10^{19} cm^{-3} de la care încep să se producă defecte structurale în stratele epitaxiale datorită formării de cristale de GaN. De altfel, încă înainte de această limită se observă o scădere a eficienței. Din această cauză am preferat să determinăm experimental valoarea optimă a concentrației de amoniac care duce la eficiența maximă.

Structurile au fost realizate prin creștere epitaxială din fază lichidă. În figura 2 se prezintă creuzetul utilizat, în poziția în care

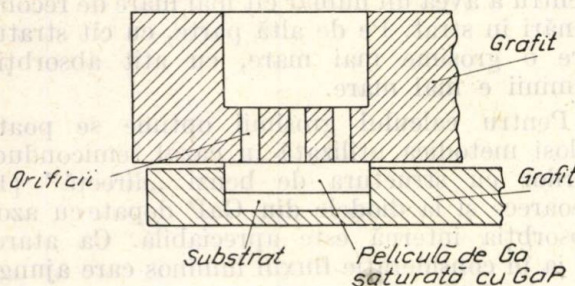


Fig. 2. Schema creuzetului din grafit pentru creșterea epitaxială.

se găsește în timpul creșterii stratului. Particularitățile lui esențiale sînt următoarele: *a* — delimitează un strat subțire de galii de grosime constantă care asigură o creștere uniformă, reproductibilă și cu consum mic de Ga;

b — placa de grafit superioară are o serie de găurele care asigură o echilibrare a impurităților aflate în faza gazoasă și cele înglobate în faza lichidă.

S-a adoptat metoda dopării din faza gazoasă preconizată de cercetătorii firmei Bell [4] și care este astăzi folosită pe scară industrială. În acest sistem, structura este realizată într-un singur ciclu de răcire (fig. 3). Spre deosebire

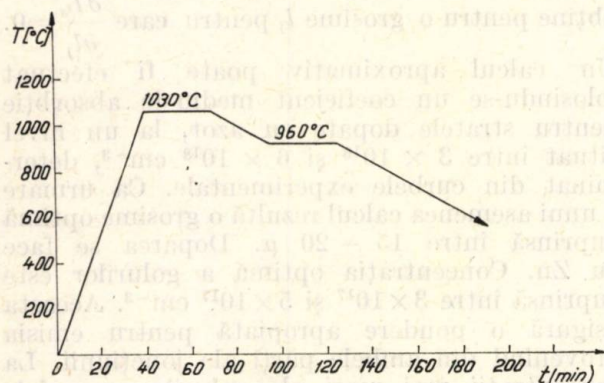


Fig. 3. Ciclu de răcire folosit pentru creșterea epitaxială.

de lucrarea citată, la noi doparea stratului *n* se face prin sublimarea sulfului. După o perioadă de echilibrare are loc prima etapă de răcire pentru creșterea stratului *n*. Urmează o a doua

perioadă de echilibrare în care se oprește sublimarea sulfului și se introduce Zn în cup-torul de sublimare destinat special acestui scop. A doua etapă de răcire permite creșterea stratului *p*. În acest fel se realizează structura dorită, prin creșterea atât a stratului *n*, cât și a stratului *p*, cu concentrații controlate ale dopanților.

Deoarece s-a constatat că multe din sursele comerciale de amoniac diluat în hidrogen, care sînt folosite pentru doparea cu azot, duc la o impurificare necontrolată care scade mult eficiența diodelor, s-a realizat o metodă de dopare plecînd de la amoniac solid. Schema instalației de dopare cu azot este prezentată în figura 4. Amoniacul este la început solidificat în capcana răcită corespunzător, după care hidrogenul purificat antrenează vaporii de amoniac care sînt introduși în fluxul principal de hidrogen (mediul gazos în care are loc creșterea epitaxială). Principalul avantaj al metodei constă în faptul că se poate pleca de la amoniac comercial, deoarece evaporarea amoniacului solid, care este menținut la aproximativ -100°C este echivalentă cu o purificare suplimentară, presiunea de vapori a apei la această temperatură fiind extrem de mică. Un alt avantaj constă în faptul că în acest caz concentrația de amoniac în mediul gazos este controlată doar de temperatura criostatului.

Structurilor obținute astfel le-au fost atașate contacte ohmice de Au-Be (1%), pentru stratul *p* și Au-Ge (12%)—Ni (5%), pentru stratul *n*. Diodele au fost montate pe ambaze

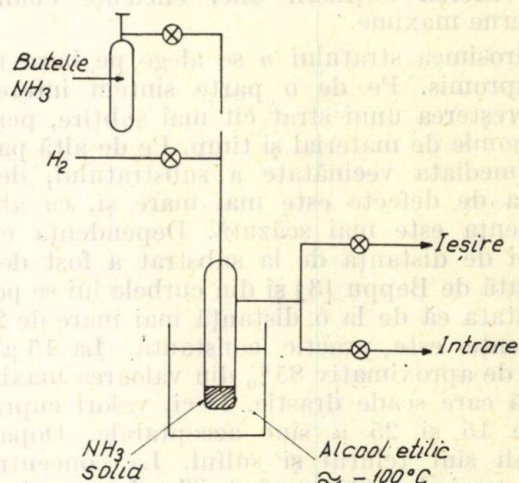


Fig. 4. Schema instalației de dopare cu azot.

TO-18 și încapsulate cu rășină epoxidică colorată în verde.

Caracteristica I-V a acestor diode este prezentată în figura 5. Se observă că ea urmează

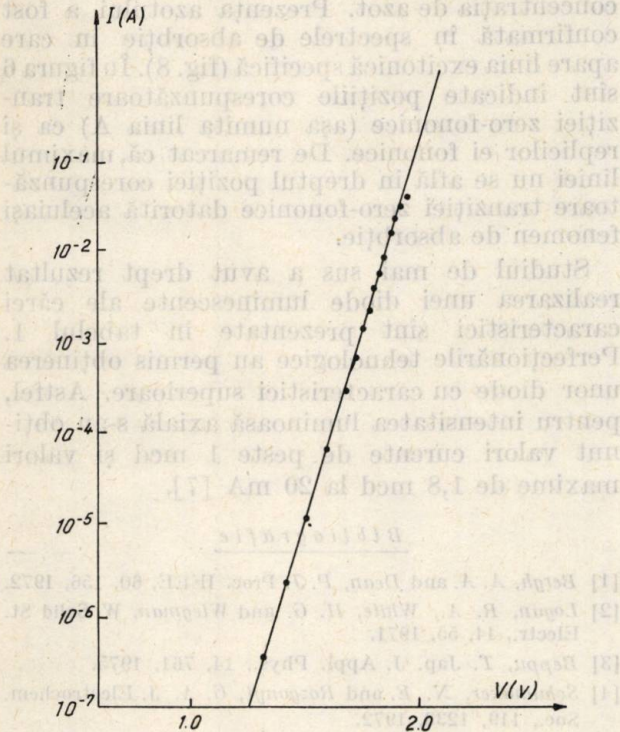


Fig. 5. Caracteristica curent - tensiune.

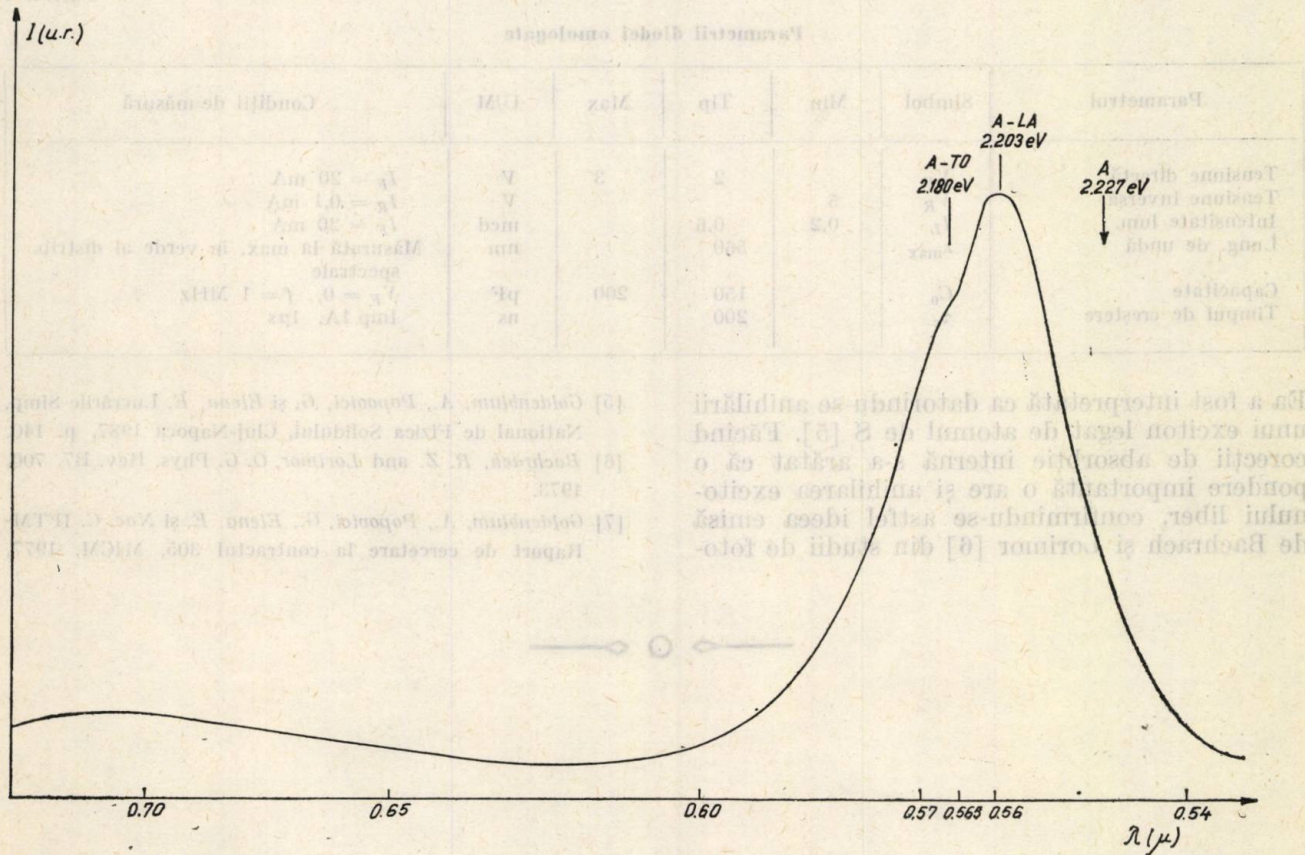


Fig. 7. Spectrul diodei din GaP dopată cu azot.

o lege exponențială de tipul $I \sim e^{\frac{eV}{nKT}}$, cu $n = 2$ pe un domeniu larg de curent.

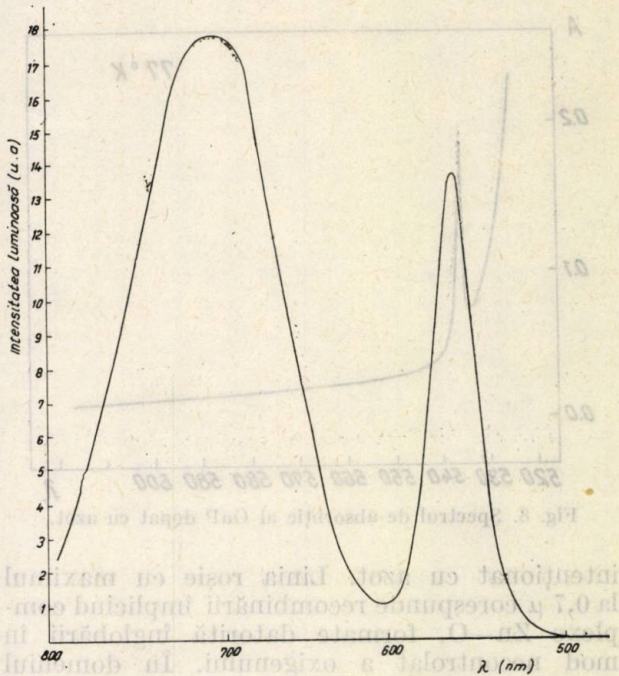


Fig. 6. Spectrul diodei din GaP nedopată intenționat cu azot.

S-a făcut un studiu detaliat al diverselor procese de recombinare radiantă ce au loc în diodele noastre, în funcție de prezența diferitelor impurități [5]. În figura 6 se prezintă spectrul de emisie a unei diode nedopată

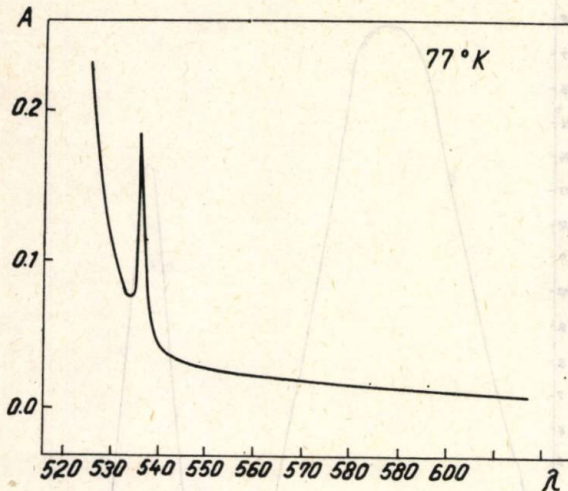


Fig. 8. Spectrul de absorbție al GaP dopat cu azot.

intenționat cu azot. Linia roșie cu maximum la $0,7 \mu$ corespunde recombinării implicând complexe Zn—O, formate datorită înglobării în mod necontrolat a oxigenului. În domeniul verde se observă o linie situată la $0,560 \mu$.

luminescență. Este interesant că la diodele dopate cu azot (fig. 7), maximum se află tot la $0,560 \mu$, dar forma liniei în domeniul verde s-a schimbat, ca și ponderea ei care depinde de concentrația de azot. Prezența azotului a fost confirmată în spectrele de absorbție în care apare linia excitonică specifică (fig. 8). În figura 6 sînt indicate pozițiile corespunzătoare tranziției zero-fononice (așa numita linia A) ca și replicilor ei fononice. De remarcat că, maximum liniei nu se află în dreptul poziției corespunzătoare tranziției zero-fononice datorită aceluiași fenomen de absorbție.

Studiul de mai sus a avut drept rezultat realizarea unei diode luminescente ale cărei caracteristici sînt prezentate în tabelul 1. Perfecționările tehnologice au permis obținerea unor diode cu caracteristici superioare. Astfel, pentru intensitatea luminoasă axială s-au obținut valori curente de peste 1 mcd și valori maxime de $1,8 \text{ mcd}$ la 20 mA [7].

Bibliografie

- [1] Bergh, A. A. and Dean, P. J. Proc. IEEE, 60, 156, 1972.
- [2] Logan, R. A., White, H. G. and Wiegman, W. Solid St. Electr., 14, 55, 1971.
- [3] Beppu, T. Jap. J. Appl. Phys., 14, 761, 1975.
- [4] Schumaker, N. E. and Rozgonyi, G. A. J. Electrochem. Soc., 119, 1233, 1972.

Tabelul 1

Parametrii diodei omologate

Parametrul	Simbol	Min	Tip	Max	U/M	Condiții de măsură
Tensiune directă	V_F		2	3	V	$I_F = 20 \text{ mA}$
Tensiune inversă	V_R	5			V	$I_R = 0,1 \text{ mA}$
Intensitate lum.	I_L	0,2	0,6		mcd	$I_F = 20 \text{ mA}$
Lung. de undă	λ_{max}		560		nm	Măsurată la max. în verde al distrib. spectrale
Capacitate	C_0		150	200	pF	$V_F = 0, f = 1 \text{ MHz}$
Timpul de creștere	τ_c		200		ns	Imp 1A, $1\mu\text{s}$

Ea a fost interpretată ca datorindu-se anihilării unui exciton legat de atomul de S [5]. Făcînd corecții de absorbție internă s-a arătat că o pondere importantă o are și anihilarea excitonului liber, confirmîndu-se astfel ideea emisă de Bachrach și Lorimor [6] din studii de foto-

- [5] Goldenblum, A., Popovici, G. și Elena, E. Lucrările Simp. Național de Fizica Solidului, Cluj-Napoca 1987, p. 140.
- [6] Bachrach, R. Z. and Lorimor, O. G. Phys. Rev. B7, 700, 1973.
- [7] Goldenblum, A., Popovici, G., Elena, E. și Nae, C. IFTM-Raport de cercetare la contractul 305, MICM, 1977.

CZ 621.3.047 : 621.3.083

CAPTOR REZISTIV
MĂSURĂTORI

Captor rezistiv de masă cu traductoare tensometrice rezistive cu straturi subțiri semiconductoare (TER-S)

ARETIA BELU, GHEORGHE KORONY, CORNELIA RUSU, ANDREI DEVENYI* — BUCUREȘTI,
GHEORGHE GHEORGHÎȘOR* — HUNEDOARA

Introducere

În scopul realizării unui prototip de cântar pentru benzi transportoare, s-a construit și experimentat un captor rezistiv de masă pentru încărcarea maximă de 50 kg, echipat cu un nou tip de traductoare tensometrice rezistive, cele din straturi subțiri semiconductoare de tip *TER-S*, produs brevetat [1] și omologat metrologic [2], care a intrat în fază de micro-producție la colectivul nostru.

În figura 1 se prezintă schița de principiu a *TER-S*. Pe un suport de mică de 15–20 μm grosime 1 s-a depus elementul activ 2 din Ge policristalin de 0,2–0,8 μm grosime, apoi

traductorului astfel format este ermetizată cu un lac izolator 7 [3].

1. Descrierea captorului

Corpul elastic al captorului rezistiv de masă este de tip bară solicitată la încovoiere, construit din oțel ARC 1. Geometria și dimensiunile corpului elastic sînt prezentate în figura 2. Regiunea plană din figură reprezintă zona activă pe care s-au aplicat traductoarele *TER-S*. Corpul elastic a fost proiectat pentru o încărcare maximă de 50 kg, căreia îi corespunde o deformare uniaxială maximă ϵ în zona activă de 1 000 $\mu\text{m}/\text{m}$, valoare limită la care au fost supuse *TER-S* la încercările de stat.

Corpul elastic a fost supus tratamentelor termice de călire (în atmosferă de Ar) și revenire conform STAS 795–71. Valoarea medie a durtății finale a materialului a fost de 50 HRC.

Traductoarele *TER-S* au fost aplicate prin lipire pe zona activă a corpului elastic cu adezivul EP–250 (Hottinger-RFG), cite două bucăți pe fiecare față. Aceasta a permis conectarea lor într-un montaj electric de punte Wheatstone, astfel ca *TER-S* din brațele adiacente ale punții să fie solicitate la întindere, respectiv, comprimare. Întrucît *TER-S* se comportă simetric la întindere și comprimare, un astfel de montaj mărește sensibilitatea punții.

În vederea reducerii semnalului de ieșire al punții la încărcare nulă, c_0 , după aplicarea traductoarelor, s-a ajustat rezistența lor electrică cu ajutorul unui dispozitiv pe bază de laser cu sticlă dopată cu neodim*. Fasciculul de

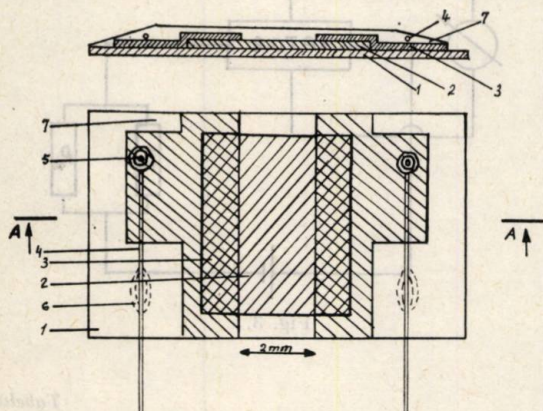


Fig. 1.

electrozii de Ag 3 de 0,2 μm grosime. Terminalele 4 din fire de Cu precositorite sînt contactate 5 pe electrozi și fixate pe suportul de mică cu adeziv potrivit 6. Întreaga suprafață a

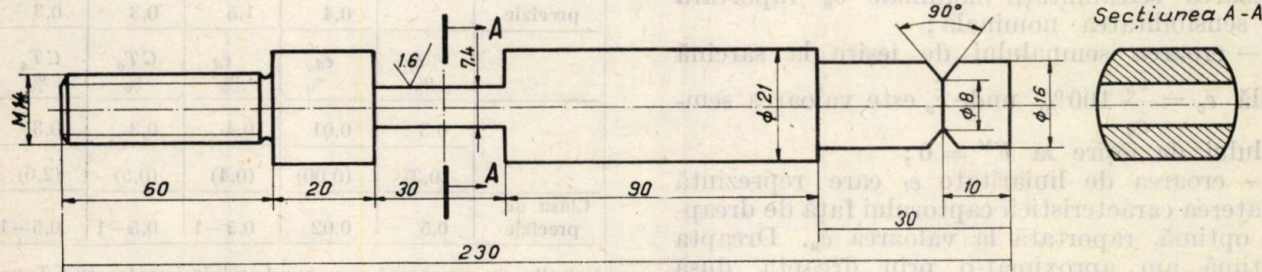


Fig. 2.

* Dr. Belu, A., ing. Korony, G., fiz. Rusu, C., dr. Devenyi, A. — Institutul de fizica și tehnologia materialelor; ing. Gheorghîșor, G. — Combinatul siderurgic — Hunedoara.

* Instalația de ajustare cu laser a fost concepută și construită la IFTAR.

lumină căzînd pe stratul activ al *TER-S* îl evaporă pe o suprafață de aproximativ 0,01 mm², ceea ce duce la o creștere a rezistenței electrice. În timpul operației de ajustare, c_o se urmărește în mod continuu la un multimetru digital.

Pentru a izola traductoarele, terminalele, plăcuțele de contact electrice, etc. de influența mediului ambiant am utilizat în mod succesiv următoarele etape de ermetizare cu :

- electroizolant EZ;
- araldit CIBA AW 116;
- silicagel;
- cauciuc siliconic EG-250;
- folie Al;
- chit cu silicagel;
- folie Al.

2. Măsurători de caracterizare

Caracterizarea captorului s-a făcut pe baza instrucțiunilor elaborate de INM [4]. Pentru aceasta s-au efectuat următoarele tipuri de măsurători :

a/ Măsurarea caracteristicii captorului la temperatura de referință T_r , adică dependența dintre semnalul de ieșire c și masa aplicată F^M . Această caracteristică $c = f(F^M)$ s-a determinat în domeniul de măsură 0 — încărcarea nominală F_n^M , în cazul nostru 0—50 kg, în 9 trepte de încărcări și descărcări repetate de 6 ori, cu mase etalon. Semnalul de ieșire al punții de *TER-S* s-a măsurat cu un multimetru digital EMG-1363 (ORION) cu 5 cifre semnificative, alimentarea făcîndu-se cu o sursă de tensiune stabilizată iar temperatura captorului s-a măsurat cu un termocuplu Fe-Const.

Din caracteristica medie $\bar{c} = f(F^M)$ la încărcare și $\bar{c}' = f(F^M)$ la descărcare aduse în origine s-au determinat următorii parametri :

- coeficientul caracteristicii $k = \bar{c}_n$ (semnalul de ieșire la sarcina nominală);
- sensibilitatea nominală $s_n = c_n / U_{ar}$ unde U_{ar} este tensiunea de alimentare de referință;
- eroarea sensibilității $e_s = \frac{(s - s_n)}{s_n} \cdot 100$

adică abaterea valorii sensibilității s față de valoarea sensibilității nominale s_n raportată la sensibilitatea nominală;

- eroarea semnalului de ieșire la sarcină nulă $e_o = \frac{\bar{c}_o}{\bar{c}_n} 100\%$ unde $\bar{c}_o$ este valoarea semnalului de ieșire la $F^M = 0$;

— eroarea de liniaritate e_l care reprezintă abaterea caracteristicii captorului față de dreapta optimă, raportată la valoarea $\bar{c}_n$. Dreapta optimă am aproximat-o prin dreapta dusă între 0 și $\bar{c}_n$;

- eroarea de revenire $e_r = \frac{\bar{c}' - \bar{c}}{\bar{c}_n} 100\%$;

- eroarea de fidelitate $e_f = (c_{\max} - c_{\min}) \cdot 100 / \bar{c}_n (\%)$;

— eroarea de derivă la sarcină zero $e_{do} = \frac{\delta c_o}{\bar{c}_n} 100\%$ unde δc_o este variația semnalului

de ieșire într-un interval de timp de 30 minute;

— eroarea de derivă la încărcarea nominală

$e_d = \frac{\delta c_n}{\bar{c}_n} 100\%$; δc_n fiind variația semnalului

de ieșire în intervalul de timp de 30 minute.

b/ Măsurarea caracteristicii captorului funcție de temperatură. Parametrii metrologici definiți mai sus au fost determinați în intervalul nominal de temperatură adică 20—40°C pentru patru temperaturi diferite. De aici s-a calculat coeficientul de temperatură al sensibilității într-un interval de temperatură de 10°C.

Pentru reducerea CT_s s-a utilizat montajul de compensare prezentat din figura 3, alcătuit dintr-un termistor** de rezistență R_T avînd un $CTR < 0$ și o rezistență pasivă R_x cu $CTR \approx 0$.

În tabelul 1 sint redată valorile parametrilor descriși mai înainte.

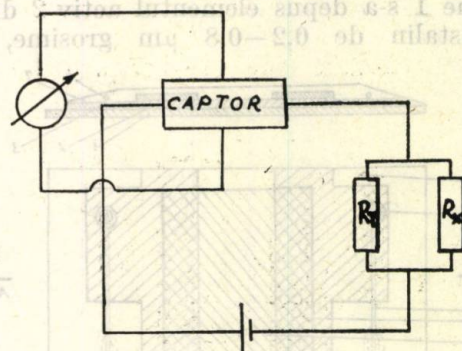


Fig. 3.

Tabelul 1

	s_n , mV/V	e_s , %	e_o , %	e_l , %	e_r , %
	21	0,4	0,8	0,3	0,3
	(36)	(0,4)	(0,9)	(0,1)	(0,2)
Clasa de precizie		0,4	1,5	0,3	0,3
	e_f %	e_{do} %	e_d %	CT_o %	CT_s %
	0,3	0,01	0,4	0,3	0,3
	(0,3)	(0,00)	(0,4)	(0,5)	(2,0)
Clasa de precizie	0,5	0,02	0,5—1	0,5—1	0,5—1

Valorile din paranteză corespund aceluiași captor cu CT_s necompensat

** Termistoarele utilizate sint produse pe bază de microproducție în institutul nostru.

Parametrii funcționali ai captorului sînt:

- tensiunea de alimentare maximă $U_a = 4$ V (necompensat) și $U_a = 6$ V (compensat);
- încărcare maximă: 50 kg;
- temperatura maximă de utilizare: 60°C;
- rezistența de intrare $R_i = 840 \Omega$ și rezistența de ieșire $R_e = 495 \Omega$ (la $T \approx 20^\circ\text{C}$).

În concluzie, din tabelul 1 se remarcă sensibilitatea relativ mare a acestui tip de captor, precum și faptul că exceptînd pe e_o , restul parametrilor îl încadrează în clasa de precizie 0,5–1.

Bibliografie

- [1] Grigorovici, R., Devenyi, A., Florea, V., Korony, G., Belu, A., Costăchescu, C. Brevet USA 3.705.993, 1972: Brevet Italia 929.573, 1972.
- [2] Traductoare electrotensometrice rezistive din straturi subțiri semiconductoare tip TER-S, model definitiv acordat de INM în urma încercărilor de Stat (1977).
- [3] Devenyi, A., Belu, A., Korony, G. Primul Simpozion Național de Tensometrie, Iași 1977, 3, p. 3 – 12.
- [4] Instrucțiuni INM-Filiala Timișoara Nr. 243/01.03.1978 privind verificarea cuptoarelor rezistive de măsurat forțe și mase.

CZ 621.382

DIFUZIA BORULUI ÎN SILICIU
ECUAȚIA DIFUZIEI
MODELARE

Modelarea pe minicalculator a difuziei borului în atmosferă oxidantă

ANDREI A. VILD-MAIOR, MIRCEA BODEA* — BUCUREȘTI

Introducere

Modelarea proceselor tehnologice pe calculator electronic prezintă un interes deosebit din mai multe puncte de vedere:

- permite corelarea parametrilor tehnologici cu performanțele electrice;
- oferă proiectantului posibilitatea de a verifica ipotezele pe care se sprijină în proiectarea dispozitivelor sau a circuitelor integrate;
- deschide calea modelării integrale a fabricării dispozitivelor semiconductoare, de la regimurile tehnologice pînă la funcționarea electrică.

Între procesele tehnologice frecvent folosite care implică fenomene fizico-chimice complexe se numără difuzia borului în siliciu. De obicei, difuzia are loc în două etape: în prima etapă, care se va numi predifuzie, are loc o impurificare localizată, puternică a plachetei de siliciu în vecinătatea suprafeței prin ferestre deschise în bioxidul de siliciu: a doua etapă, care are loc în atmosferă oxidantă, asigură, pe de o parte, redistribuirea impurităților și, pe de altă parte, formarea unui oxid termic ce acoperă ferestrele deschise înainte de predifuzie.

Descrierea teoretică a procesului de redistribuire (care face obiectul prezentei lucrări) se bazează pe integrarea ecuației difuziei obținute din legea lui Fick cu condiții la frontieră care trebuie să țină seama atât de consumul de siliciu prin înglobarea sa în bioxid, cît și de apariția unui efect de segregare a impurităților între cele două faze în contact, siliciul

și bioxidul de siliciu. Pentru modelarea pe calculator electronic a acestui proces trebuie să se dispună de un model realist pentru oxidarea siliciului și de un algoritm eficient pentru integrarea ecuației difuziei.

1. Oxidarea siliciului în prezența a două specii oxidante

În cele mai multe cazuri, oxidarea siliciului are loc în oxigen umed, obținut prin barbotarea unui flux de oxigen prin apă, la o temperatură fixată. Presiunile parțiale ale celor două specii oxidante (oxigenul și vaporii de apă) depind de temperatura apei din barbotor.

Pentru descrierea acestui proces s-a elaborat un model original care admite ca soluție particulară oxidarea cu o singură specie oxidantă. În cadrul acestui model [1] se admit următoarele ipoteze:

- 1 — oxidarea are loc la presiune atmosferică;
- 2 — presiunea parțială a vaporilor de apă din barbotor este egală cu presiunea de vaporii a apei la temperatura barbotorului;
- 3 — sistemul de oxidare este descris de o mărime numită „eficiența barbotorului” care reprezintă raportul între presiunea parțială a vaporilor de apă în cuptorul de oxidare și presiunea lor parțială în barbotor. Eficiența barbotorului este, în general, subunitară și depinde de temperatura barbotorului; ea trebuie determinată experimental pentru un sistem dat;
- 4 — la o grosime de oxid dată, ratele de oxidare datorate celor două specii oxidante se pot suma.

* Ing. Vild. Maior, A.A. — IPRS — Băneasa și ing. Bodea, M — I. P. București.

Cu aceste ipoteze, grosimea oxidului format după timpul t este dată de relația :

$$x_o^2 + A x_o - C \ln(x_o + D) = B(t + \tau), \quad (1)$$

unde constantele A , B , C , D și τ se determină pornind de la valorile experimentale ale constantelor B și B/A ale celor două specii oxidante în funcție de condițiile de oxidare și de grosimea inițială a oxidului.

2. Integrarea ecuației difuziei

Problema care trebuie rezolvată este prezentată în figura 1, odată cu notațiile [2]. Profilele $C(z, t)$ și $C_1(y, t)$ sînt soluțiile ecuațiilor :

$$\frac{\partial C(z, t)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial z} \left[D \frac{\partial C(z, t)}{\partial z} \right], \quad z \geq bX_o(t), \quad (2)$$

$$\frac{\partial C_1(y, t)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial y} \left[D_1 \frac{\partial C_1(y, t)}{\partial y} \right], \quad 0 \leq y \leq X_o(t).$$

Din figura 1 se poate obține imediat relația :

$$z = y - (1 - b)X_o(t), \quad (3)$$

care permite utilizarea unei singure variabile în calculele următoare.

Condițiile la limită vor fi :

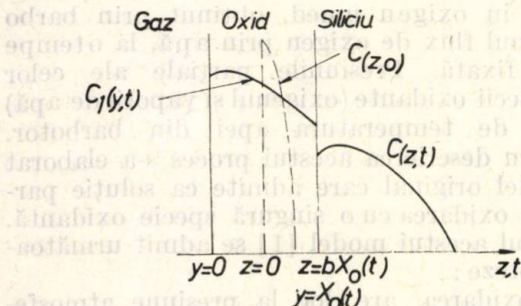


Fig. 1

1. Concentrația la interfața oxid-gaz este constantă și are valoarea de echilibru. Această condiție are o influență neglijabilă asupra profilului final, deoarece în toate cazurile de interes practic rata de oxidare este mult mai mare decât viteza cu care difuzează impuritățile.

2. La interfața Si-SiO₂ concentrația are o discontinuitate, care introduce un coeficient de segregare m :

$$m = \frac{C_1(X_o(t), t)}{C(bX_o(t), t)} \quad (4)$$

În plus, cantitatea totală de impurități se conservă la interfață :

$$[C_1(X_o, t) - bC(bX_o, t)] \frac{dX_o}{dt} = -D_1 \frac{\partial C_1}{\partial y} \Big|_{y=X_o} + D \frac{\partial C}{\partial z} \Big|_{z=bX_o} \quad (5)$$

3. În siliciu, la distanțe mult mai mari decât lungimea de difuzie, concentrația impurităților este neglijabilă :

$$C(z, t) \simeq 0, \quad z \gg (2\sqrt{Dt})_{\text{redistribuire}} \quad (6)$$

Condiția inițială implică cunoașterea profilului de impurități predifuzat, $C(z, 0)$.

Ecuația difuziei poate fi integrată utilizând funcția Green [3] :

$$G_j(x, t_j - t_{j-1}, \xi_j, 0) = \frac{1}{\lambda_j \sqrt{\pi}} \left\{ \exp \left[-\frac{(x - \xi_j)^2}{\lambda_j^2} \right] + \exp \left[-\frac{(x + \xi_j)^2}{\lambda_j^2} \right] \right\} - \alpha_j \exp \left[\frac{x_j^2 \lambda_j^2}{4} + \alpha_j (x + \xi_j) \right] \operatorname{erfc} \left[\frac{x + \xi_j}{\lambda_j} + \frac{\alpha_j \lambda_j}{2} \right] \quad (7)$$

unde λ_j este lungimea de difuzie asociată cu intervalul $T_j - t_{j-1}$ iar :

$$\alpha_j = \frac{B_j}{D} \left(\frac{1}{2} - \frac{m}{b} \right), \quad (8)$$

în care :

$$B_j = -b \frac{X_o(t_j) - X_o(t_{j-1})}{t_j - t_{j-1}}, \quad j = 1, 2, \dots, n; \quad t_0 = 0; \quad t_n = t, \quad (9)$$

reprezintă o aproximare liniară a legii de oxidare în intervalul $t_j - t_{j-1}$.

Soluția ecuației difuziei va fi [4] :

$$C(x, t) = C_n(\xi_{n+1}, t_n - t_{n-1}) = \exp \left[\frac{B_n \xi_{n+1}}{2D} - \frac{B_n^2 (t_n - t_{n-1})}{4D} \right] \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \prod_{j=1}^n G_j(\xi_{j+1}, t_j - t_{j-1}, \xi_j, 0) d\xi_1 \dots d\xi_n \quad (10)$$

Se observă că această abordare a problemei permite utilizarea unui model convenabil pentru oxidare și considerarea unui profil predifuzat oarecare, determinat fie analitic, fie experimental.

3. Programul pentru calculator

Obiectivele urmărite în implementarea acestui model pe calculator au fost:

1. Utilizarea unui volum de memorie redus, care să permită rularea programului pe un minicalculator (de pildă HP 9825A).

2. Timp de rulare mic, astfel încât programul să fie accesibil pentru calcule tehnologice de rutină.

3. Datele de intrare trebuie să fie exclusiv mărimi tehnologice bine cunoscute și controlate.

Schema-bloc a programului este prezentată în figura 2.

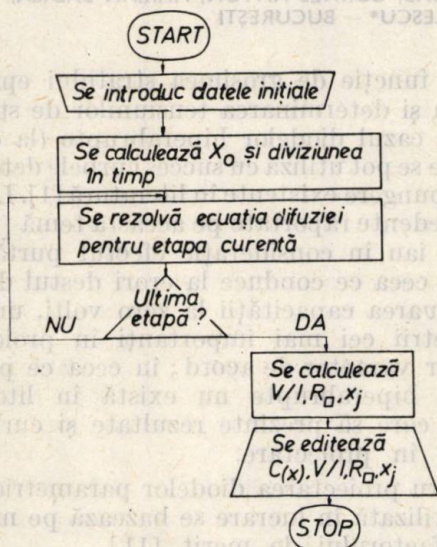


Fig. 2

Se observă că în afara profilului de impurități redistribuit datele de ieșire cuprind și grosimea oxidului termic format în timpul redistribuirii, rezistența pe pătrat a stratului difuzat și adâncimea la care se formează joncțiunea.

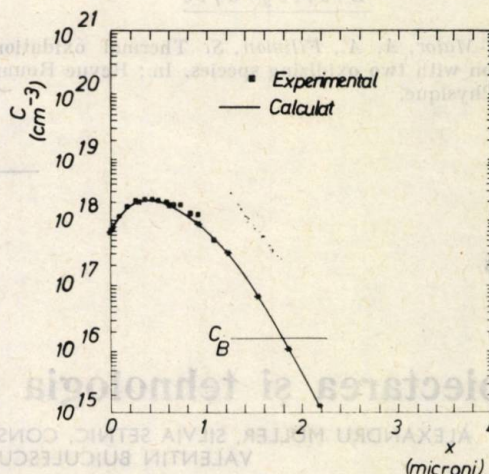
Pentru a asigura o cât mai bună aproximare a legii de oxidare, diviziunea în timp are pas variabil; pasul trebuie să fie mai mic la începutul procesului, când oxidarea are loc cu o rată mai mare și poate să crească spre sfârșit, când rata de oxidare scade. Diviziunea în timp este astfel aleasă încât în fiecare interval să se formeze aceeași grosime de oxid.

Determinarea rezistenței pe pătrat apelează la datele comunicate de Irvin [5].

În această formă, programul a fost scris pentru minicalculatorul HP 9825A, necesitând aproximativ 7 000 cuvinte; o rulare durează circa o oră.

4. Rezultate și concluzii

Pentru a exemplifica rezultatele pe care le furnizează programul, în figura 3 se prezintă o comparație între profilul de impurități cal-



Temperatura: 1100°C
Durata: 2 h
Agent oxidant:
oxigen umed (95°C)
Profilul predifuzat este
determinat experimental

	Calculat	Măsurat
x_j	1,8 μm	1,7 μm
R_D	403,36 $\Omega/\square$	402 $\Omega/\square$

Fig. 3

culat și măsurătorile experimentale efectuate de Masetti [4]. Se remarcă o bună concordanță între cele două curbe.

În tabelul 1 se prezintă o comparație între rezultatele obținute prin calcul și valorile din producția curentă de circuite integrate logice TTL. Concordanța este evidentă.

Tabelul 1

Parametrul	Valoare calculată	Limite tehnologice
X_0	5 032 Å	5 000—5 100 Å
x_j	2,25 μm	2,2 μm
V/I	28,73 Ω	26,5—32,5 Ω
R_D	130,2 $\Omega/\square$	120—140 $\Omega/\square$

Algoritmul de integrare a ecuației difuziei pentru redistribuirea borului în atmosferă oxidantă a permis implementarea pe minicalculator a unui program eficient, care include modele sofisticate pentru procesele fizice și chimice care au loc. O caracteristică foarte importantă a programului este că nu cere ca date de intrare decât parametri tehnologici bine cunoscuți și controlați (timp, temperaturi, grosime inițială a oxidului) și că acceptă orice profil predifuzat care îi poate fi dat analitic sau numeric.

Timpul de calcul rezonabil îl face foarte util în calculele tehnologice curente; rezultatele calculate se compară foarte bine cu datele experimentale.

Bibliografie

- [1] Vild-Maior, A. A., Filimon, S. Thermal oxidation of silicon with two oxidizing species. In: Revue Roumaine de Physique.
- [2] Grove, A. S., Leistiko, O., Sah, C. T. Redistribution of acceptor and donor impurities during thermal oxidation of silicon. In J. Appl. Phys., vol. 35, No. 9, 1964, p. 2 695.
- [3] Carlslaw, H. S., Jaeger, J. C. Conduction of heat in solids. Oxford University Press, London, 1959.
- [4] Masetti, G., Negrini, P., Solmi, S., Soncini, G. Boron drive in silicon in oxidizing atmospheres. In: Alta Freq., vol. XLII, No. 8, 1973, p. 346.
- [5] Irvin, J. C. Resistivity of bulk silicon and of diffused layers in silicon. In: Bell Syst. Tech. J., vol. XLI, No. 2, 1962, p. 384.

CZ 621.385

DIODE VARACTOR
TEHNOLOGIA PLESA-LOCOS

Proiectarea și tehnologia diodelor de acord și parametrice

ALEXANDRU MÜLLER, SILVIA SETNIC, CONSTANTIN POSTOLACHE, CORNEL ANTON, MARIAN BĂDILĂ,
VALENTIN BUICULESCU, MIHAELA RĂDULESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Parametrii care trebuie luați în considerație în proiectarea și caracterizarea diodelor varactor sint: tensiunea de străpungere V_B , capacitatea joncțiunii la zero volți $C_j(0)$ și variația ei cu tensiunea și frecvența de tăiere, definită ca: $f_c = 1/2 \pi R_s(V)C_j(V)$, unde R_s este rezistența serie a diodei în polarizare inversă. De obicei, se ia în considerație frecvența de tăiere la zero volți și la -4 V. În cazul diodelor varactor de acord se definește rata de acord $r = C(0)/C(V_B)$. Rata de acord și frecvența de tăiere sint parametri conflictuali, optimizarea lor fiind o problemă principală a proiectării diodelor varactor de acord. Diodele varactor de acord se realizează pe profile abrupte (simplu difuzate) sau hiperabrupte (dublu difuzate). În al doilea caz, realizarea unui profil retrograd (concentrația de donori din stratul epitaxial scade cu distanța) conduce la o mai mare sensibilitate a variației capacității cu tensiunea. La diodele hiperabrupte, caracteristica $C-V$ în scara dublu logaritmică prezintă un punct de inflexiune, în care factorul $\gamma = d \log C / d \log V$, prezintă un maxim. Factorul γ , în punctul de inflexiune γ_i , precum și tensiunea corespunzătoare acestuia, V_i reprezintă parametri de caracterizare ai diodelor hiperabrupte.

În cele ce urmează se va prezenta un sistem general de proiectare a diodelor varactor de acord abrupte și hiperabrupte, sistem care include determinarea caracteristicilor capacitate-tensiune, determinarea frecvenței de tăiere

limită, funcție de grosimea stratului epitaxial, precum și determinarea tensiunilor de străpungere în cazul diodelor hiperabrupte (la diodele abrupte se pot utiliza cu succes curbele detensiuni de străpungere existente în literatură [1]. Lucrările precedente raportate pe această temă [2], [3], [4] nu iau în considerație efectul purtătorilor mobili, ceea ce conduce la erori destul de mari în evaluarea capacității la zero volți, unul din parametrii cei mai importanți în proiectarea diodelor varactor de acord; în ceea ce privește diodele hiperabrupte nu există în literatură lucrări care să prezinte rezultate și curbe utilizabile în proiectare.

Pentru proiectarea diodelor parametrice, metoda utilizată în lucrare se bazează pe maximizarea factorului de merit [11].

1. Proiectarea diodelor varactor de acord

Determinarea caracteristicilor capacitate-tensiune pentru cazul varactoarelor abrupte și hiperabrupte

Metodele folosite în determinarea caracteristicilor $C-V$ permit utilizarea în calcule a aproximației regiunilor de sarcină spațială cu margini abrupte. Efectul purtătorilor mobili este luat în considerație prin utilizarea unui potențial intern, V_{bi} , modificat, utilizând relațiile propuse de De Man [5], respectiv Kuzmicz-Swit [6]. Algoritmii utilizați pentru calculul lărgimilor zonelor de sarcină spațială la stînga și respectiv la dreapta joncțiunii (x_l și x_r) precum și pentru calculul caracteristicilor $C-V$ sint prezentați pe larg în [7]. Se consideră, atît în cazul abrupt, cît și în cel hiperabrupt o distribuție de impurități de tip gaussian, ceea ce face posibilă explicitarea anali-

* Fiz. Müller, Al., fiz. Setnic, S., fiz. Postolache, C., ing. Anton, C., ing. Bădilă, M., și ing. Buiculescu, V. — cercetători št. la I.C.C.E. — București, ing. Rădulescu, M., — I.P.R.S. — Băneasa.

tică a integratelor ce apar în sistemul algebric echivalent ecuației Poisson [7]. În cazul abrupt :

$$N(x) = N_0 e^{-\frac{(x+x_j)^2}{a^2}} - N_B, \quad (1)$$

în care :

N_B este concentrația de volum, N_0 — concentrația de suprafață, x_j — adîncimea joncțiunii, a — parametrul de profil, care se determină din condiția ca joncțiunea să fie în origine $N(0) = 0$.

În cazul hiperabrupt :

$$N(x) = N_0 e^{-\frac{(x+x_j)^2}{a^2}} - N_1 e^{-\frac{(x+x_j)^2}{b^2}} - N_B, \quad (2)$$

unde N_0 , x_j și N_B au aceeași semnificație ca și în cazul abrupt; N_1 este concentrația la suprafața a „difuziei” n^+ . Parametrii de profil a și b se determină din condițiile $N(0) = 0$ și $N(x_{j1} - x_j) = 2N_B$ (x_{j1} este distanța de la suprafața a „joncțiunii” n^+).

Programele de calcul, realizate pentru calculatorul de birou tip TK 31, au o mare generalitate putînd fi utilizate pentru orice material, orice temperatură și orice parametri tehnologici.

Determinarea frecvenței de tăiere limită funcție de grosimea stratului epitaxial

Pentru calcularea frecvenței de tăiere trebuie determinat $C_j(V)$ și $R_s(V)$.

Rezistența serie la o tensiune dată apare ca o sumă de termeni generați de zonele inactive ale dispozitivului (strat difuzat și epitaxial negolit, substrat, zone de contact etc.).

Frecvența de tăiere limită este dată de :

$$f_{c \text{ lim}}(w, V) = \frac{1}{2\pi R_s^n(V) C_j(V)}, \quad (3)$$

unde R_s^n este rezistența zonelor negolite ale stratului difuzat și epitaxial, V — tensiunea aplicată, w este grosimea stratului epitaxial.

$$R_s^n(V, w) = \int_{-x_j}^{x_c(V)} \frac{dx}{eN(x)\mu_p(N'(x))} + \int_{x_r(V)}^w \frac{dx}{eN(x)\mu_p(N'(x))}. \quad (4)$$

În (3) $C(V)$, $x_i(V)$, $x_r(V)$ se cunosc din calculele anterioare; $N'(x)$ este concentrația totală de impurități. Integrala (4) se rezolvă numeric utilizînd pentru mobilități o aproximație polinomială.

O proiectare optimă a diodelor varactor impune realizarea condiției de pătrundere la străpungere, ceea ce face ca la orice tensiune $V < V_B$, să existe un strat epitaxial negolit,

care contribuie ultimativ la limitarea frecvenței de tăiere. Este de remarcat că f_c lim nu depinde de arie, însă contribuția rezistenței serie reziduale, a cărei valoare nu poate fi scăzută, indiferent de arie, la valori mai mici de 0,1–0,3 Ω , impune utilizarea unor arii foarte mici.

Calculul tensiunii de străpungere în cazul diodelor hiperabrupte

Evaluarea tensiunii de străpungere se face prin calcularea integralelor de ionizare pentru electroni și goluri (s-au considerat în calcule coeficienții de ionizare raportați de Grand [8]). Algoritmul de calcul se bazează, în linii mari, pe metoda descrisă de Sze [9]. Se calculează integralele cu un pas variabil, funcție de gradientul profilului de impurități, pornind din zona mai slab dopată. Abscisa de pornire a calculului integralei de ionizare se modifică cu un algoritm de înjumătățire pînă ce se obțin integralele cu precizia dorită.

2. Proiectarea diodelor varactor pentru amplificare parametrică

În proiectarea diodelor varactor destinate să funcționeze în amplificatoarele parametric, este necesar să se țină cont de mărimi specifice regimului de funcționare la semnal mare. Într-un amplificator parametric, rezistența negativă este dată de : $|R_n| = k/C_j f_c$, unde k este un factor care depinde de puterea de pompaj; C_j este impusă de aplicația concretă, fiind necesar ca frecvența de rezonanță serie a diodei să fie egală cu diferența dintre frecvența de pompaj și cea a semnalului ce trebuie amplificat (frecvența idler). Pentru a obține un zgomot redus este, de asemenea, necesară minimizarea rezistenței serie.

Un parametru care caracterizează mai bine comportarea diodelor parametric decît cei definiți pentru diodele de acord, este factorul de merit :

$$F = \frac{d \ln C}{dV} \cdot \frac{1}{f_c} = \frac{1}{C_j} \frac{dC_j}{dV} \frac{1}{2\pi R_s C_j}, \quad (5)$$

parametru legat de produsul amplificare-bande în amplificatoarele cu rezistență negativă [10]. Dat fiind că diodele parametric funcționează în regim de semnal mare, la polarizare externă nulă, este interesant factorul de merit de zero volți :

$$F(0) = \frac{1}{C_j(0)} \frac{dC}{dV} \bigg|_0 \frac{1}{2\pi R_s C_j(0)} = \frac{1}{C_j(0)} \frac{\gamma(0)}{V_{bi}} \frac{1}{2\pi R_s C_j(0)}. \quad (6)$$

Maximizarea frecvenței de tăiere limită prin utilizarea unor straturi epitaxiale foarte dopate

conduce la necesitatea micșorării extreme a ariei, în vederea menținerii capacității joncțiunii la valorile mici (tipic $C_j(0) = 0,4 - 0,7$ pF) impuse de aplicație; în aceste condiții contribuția la rezistența serie a epitaxialului negolit poate fi suficient de mare pentru a compromite performanțele de zgomot. Pentru a evita aceasta s-a ales, în realizarea modelului de laborator al diodei parametrice ROV 302P, un profil ușor suprapus (tip SRD) [11], profil care maximizează factorul de merit $F(0)$, $\gamma(0)$ și V_{bi} rămân practic neafecțați în schimb se mărește $f_c(0)$.

3. Tehnologia Plesa-Locos

În cazul diodelor varactor pentru microunde, tehnologia planar epitaxială standard nu este utilizabilă, atât datorită imposibilității atingerii tensiunii de străpungere de volum (ceea ce duce la scăderea ratei de acord) cât și datorită compromiterii caracteristicilor $C-V$ din cauza efectelor capacităților laterale, efect deosebit de pronunțat în cazul ariilor mici tipice acestor dispozitive.

Imposibilitatea aplicării atât a tehnologiei planare, cât și a tehnologiei mesa a dispozitivelor de putere a dus la apariția, în prima jumătate a acestui deceniu, a unor tehnologii hibrid între tehnologia mesa și cea planară cum ar fi TOPM („thermal oxide passivated mesa”) [12] sau PLESA [13]. O variantă originală a acestor tehnologii, tehnologia „Plesa-Locos” a fost pusă la punct în ICCE, pentru realizarea diodelor de microunde. Ideea de bază a acestei tehnologii constă în utilizarea proprietăților nitrurii de siliciu privind rezistența chimică în soluțiile de corodare a siliciului și mascarea speciilor oxidante în procesul de oxidare locală. Difuzia se realizează pe toată suprafața plachetei. Următorul proces constă în depunerea unui strat de Si_3N_4 de câteva sute de Å. Corodarea mesa se realizează folosind ca mască Si_3N_4 , după un proces de fotolitografie pentru delimitarea ariilor care trebuie corodate chimic în siliciu. Nitrura rămasă pe suprafața structurilor propriu-zise este utilizată ca „mască” pentru oxidarea termică locală, care are ca scop pasivarea joncțiunii. Îndepărtarea nitrurii de pe suprafața structurii se realizează fără mască, folosind proprietatea de corodare selectivă în plasmă a nitrurii de siliciu. Se descoperă astfel ariile de contactare, fără utilizarea vre-unui proces de fotolitografie care să necesite mască. Etapele acestei tehnologii sint redată în figura 1. Se observă că rata diferită de corodare a zonelor p^+ și n conduce la realizarea unui unghi favorabil străpungerii în volum. Forma specială a profilului de corodare mesa impune precauții speciale procesului de metalizare și procesului de fotogravură aferent, în vederea evitării rămănerii metalului peste siliciul acoperit cu bioxid de siliciu.

Tehnologia Plesa-Locos asigură atât avantajele tehnologiei mesa (străpungere în volum și carac-

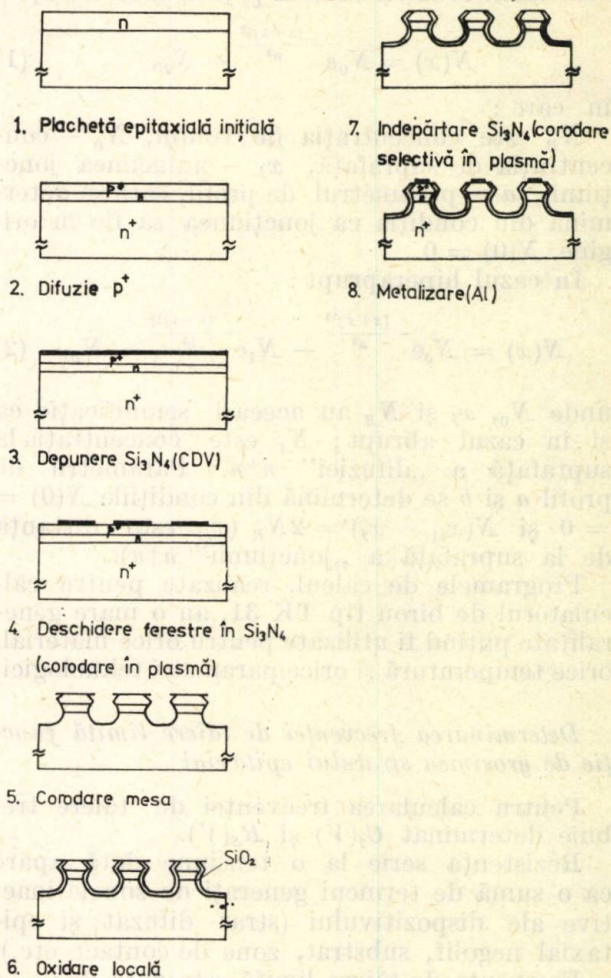


Fig. 1. Tehnologia Plesa-Locos.

teristicile $C-V$ tipice joncțiunilor plane), cât și avantajele tehnologiei planare (înalta fiabilitate tipică pasivării cu SiO_2 termic, procese reproductibile de randament mare).

4. Rezultatele calculelor și rezultate experimentale

Analiza curbelor $C-V$ pentru cazul varactorilor abrupte (fig. 2) indică valoarea cu circa 10–20% mai mare a capacității la zero volți față de valoarea dată în curbele clasice. Se poate observa variația potențialului intern modificat, funcție de parametrii de profil. Remarcăm slaba dependență a ratei de acord față de adâncimea joncțiunii. Analiza curbelor care dau frecvența de tăiere limită la polarizare nulă, pentru diodele abrupte (fig. 8) indică puternica dependență a frecvenței de tăiere de N_B și de grosimea zonei active ($w - x_j$). Menținând constant $w - x_j$, precum și concentrația N_B , frecvența de tăiere variază slab cu adâncimea joncțiunii. Superficializarea profilului, în cazul diodelor abrupte, impune deci utilizarea unor straturi epitaxiale extrem de

subțiri și dificil de obținut, fără un eștig substanțial pentru rata de acord și frecvența de tăiere.

În cazul diodelor hiperabrupte (fig. 3, 4) se constată că obținerea unei sensibilități mari

a variației capacității cu tensiunea impune superficializarea joncțiunii $p+n$, condiție care devine cu atât mai strictă cu cât N_B este mai mare (la dopaje mai mari de $2 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ efectele profilului hiperabrupt practic nu se simt pentru

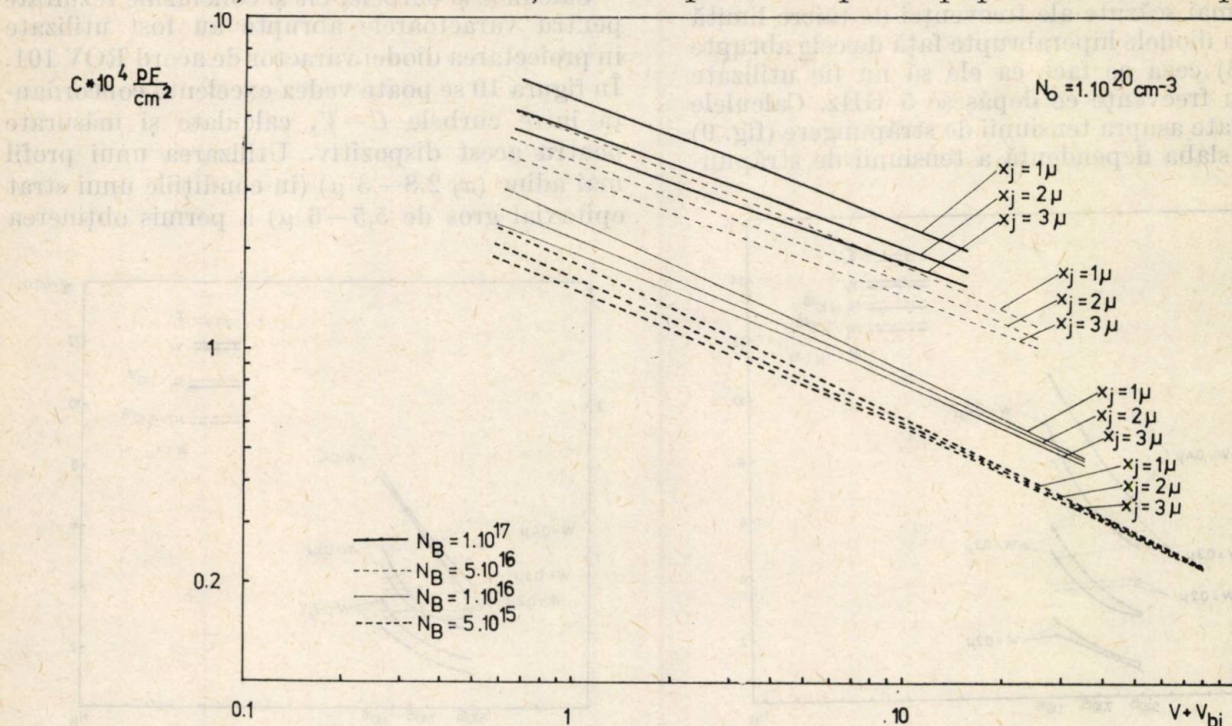


Fig. 2. Caracteristici $C-V$ calculate (metoda DeMan) pentru cazul profilului abrupt (simplu difuzat).

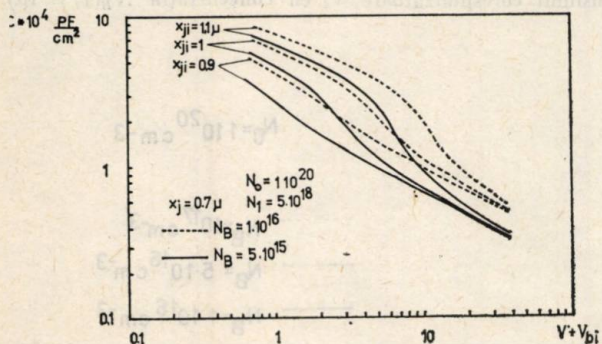


Fig. 3. Caracteristici $C-V$ pentru diode hiperabrupte (curbe selectate).

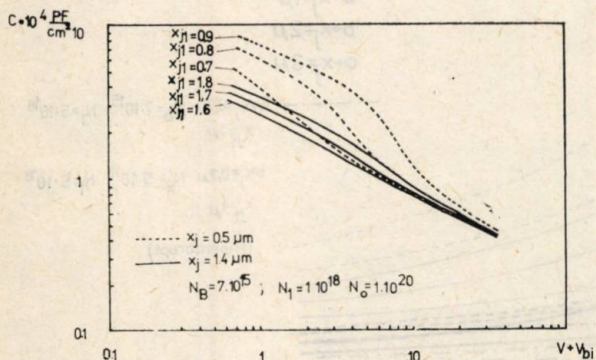


Fig. 4. Caracteristici $C-V$ pentru diode hiperabrupte (curbe selectate). (Se observă sensibilitatea mult mai mare în cazul joncțiunii $p+n$ superficiale).

x_j 0.5μ). În figurile 5, 6, 7, este prezentată variația factorului de sensibilitate (γ_i) și a tensiunii corespunzătoare (V_i) cu concentrația de impurități din stratul epitaxial. Se observă că V_i (care se dorește a fi cât mai mic) scade cu grosimea „bazei” ($x_{j1} - x_j$) în timp ce γ_i , care se dorește a fi cât mai mare crește cu gro-

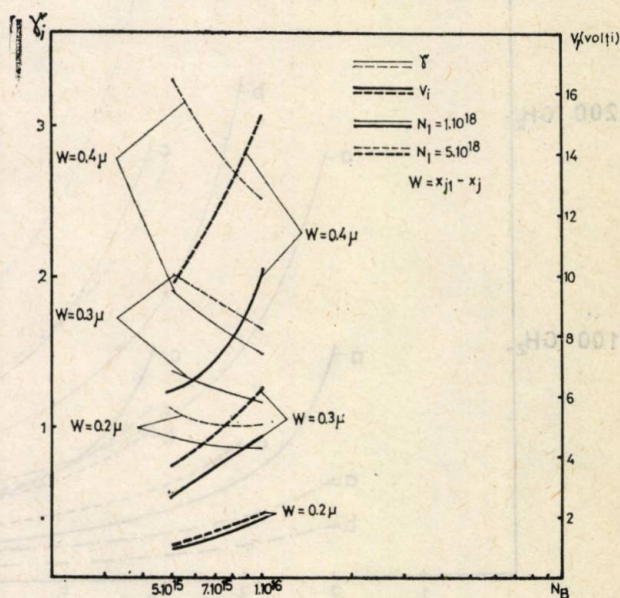


Fig. 5. Variația factorului de sensibilitate maximă γ_i și a tensiunii corespunzătoare V_i cu concentrația N_B ($x_j = 0,5 \mu$).

simea „bazei”. Se observă, de asemenea, că valoarea lui γ_i este puternic afectată de superficialitatea joncțiunii p^+n . În funcție de valorile impuse pentru γ_i și V_i , curbele din figurile 5, 6, 7 pot fi utilizate la proiectare. Se remarcă valorile mult mai scăzute ale frecvenței de tăiere limită pentru diodele hiperabrupte față de cele abrupte (fig. 8) ceea ce face ca ele să nu fie utilizate pentru frecvențe ce depășesc 5 GHz. Calculele efectuate asupra tensiunii de străpungere (fig. 9) arată slaba dependență a tensiunii de străpun-

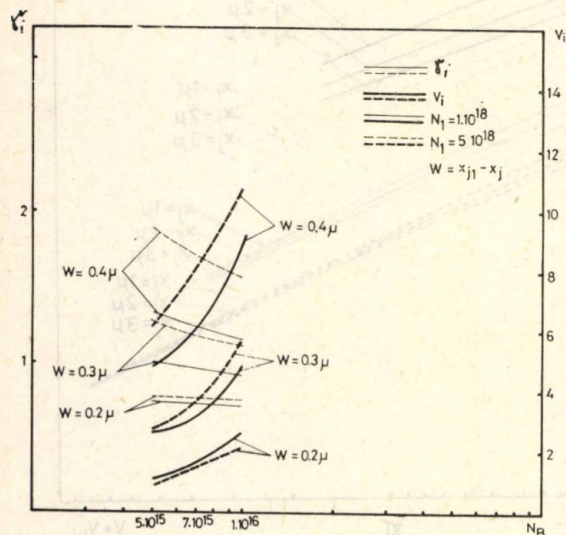


Fig. 6. Variația factorului de sensibilitate maximă γ_i și a tensiunii corespunzătoare V_i cu concentrația N_B ($x_j = 0.7\mu$).

gere de adîncimile celor două joncțiuni ale profilului hiperabrupt, dependența esențială fiind dată de distanța între joncțiuni și de concentrația din stratul epitaxial (fig. 9).

Calculele și curbele, cît și concluziile rezultate pentru varactoarele abrupte au fost utilizate în proiectarea diodei varactor de acord ROV 101. În figura 10 se poate vedea excelenta concordanță între curbele $C-V$, calculate și măsurate pentru acest dispozitiv. Utilizarea unui profil mai adînc (x_j 2.8–3 μ) (în condițiile unui strat epitaxial gros de 5,5–6 μ) a permis obținerea

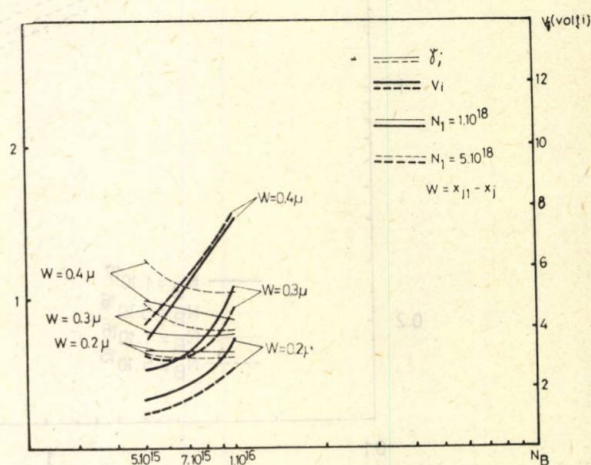


Fig. 7. Variația factorului de sensibilitate maximă γ_i și a tensiunii corespunzătoare V_i cu concentrația N_B ($x_j = 1\mu$).

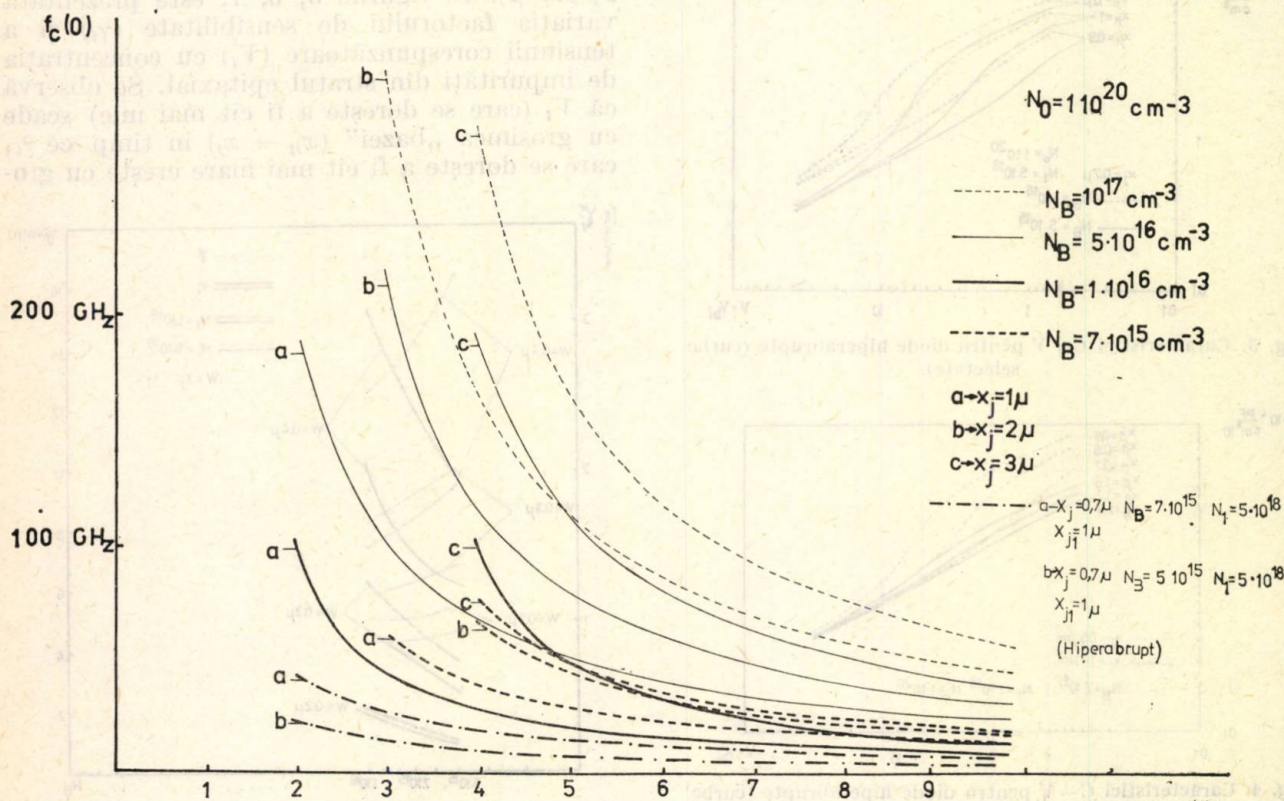


Fig. 8. Frecvența de tăiere limită la zero volți funcție de grosimea stratului epitaxial (curbe selectate).

unei frecvențe de tăiere maxime fără a afecta practic rata de acord.

Utilizarea tehnologiei Plesa-Locos a permis obținerea unor joncțiuni plane și a tensiunii de străpungere maxime corespunzătoare a materialului utilizat. Precauții tehnologice speciale au permis reducerea rezistenței serie parazite la valori mai mici de 0,5 ohmi (aceasta s-a măsurat la 100 MHz și $V_R = -4V$ pe puntea Boonton).

În ceea ce privește realizarea modelului de laborator al diodei parametrice ROV 302P, s-a utilizat un siliciu epitaxial crescut la IPRS, având următorii parametri: $N_B = 1,5 - 2,5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $W_{\text{epi}} = 4,3 - 4,5 \mu$. Substratul utilizat a fost dopat cu arsen ($\rho < 0,004 \Omega \text{ cm}$) ceea ce minimizează rezistența serie reziduală a acestuia și facilitează realizarea profilului suprapus. În tabelul 1 se indică parametrii diodei ROV 302P, comparativ cu cei ai foii de catalog al modelului de referință (DH-752 Thomson).

Tabelul 1

Dioda parametrică ROV 302 P în comparație cu parametrii modelului de referință

	$C_j(0)$ pF	$f_c(0)$ GHz	$f_c(-6V)$ GHz	$R_s(0)$ Ω	V_B , V
DH 752	0,5–0,7	> 70	> 150	1,2	> 6
ROV 302	0,68	130	~ 200	1	10,5

Concluzii

Curbele obținute pentru determinarea capacității diodelor varactor de acord permit proiectarea prin optimizarea oricărei diode abrupte sau hiperabrupte, cunoscând parametrii foii de catalog. Prin luarea în considerație a contribuției purtătorilor mobili, curbele calculate s-au dovedit a fi în excelentă concordanță cu cele experimentale.

Considerarea în proiectare a factorului de merit la zero volți, utilizarea unui profil ușor suprapus și utilizarea unui substrat dopat cu arsen, a permis realizarea unor diode parametrice cu performanțe superioare modelelor de referință străine.

Punerea la punct în ICCE a tehnologiei Plesa-Locos a deschis perspectivele realizării tuturor diodelor de microunde pe bază de siliciu.

Bibliografie

- [1] Overstraten, R., De Man, H. SSE, 13, 583, 1970.
- [2] Lawrence, H., Warner, R. M. BSTJ 39, 389, 1960.
- [3] Wilson, P. SSE 12, 675, 1969.
- [4] Lee, T. IEEE Trans. on El. Dev. ED 13, Nr. 12, 1966.
- [5] De Man, H.J.J. SSE 15, 177, 1972.
- [6] Kuzmicz, W., Swit, A. SSE 18, 457, 1975.
- [7] Müller, Al. Proiectarea cu ajutorul calculatorului a diodei varactor de acord, Raport de cercetare ICCE, 1977.

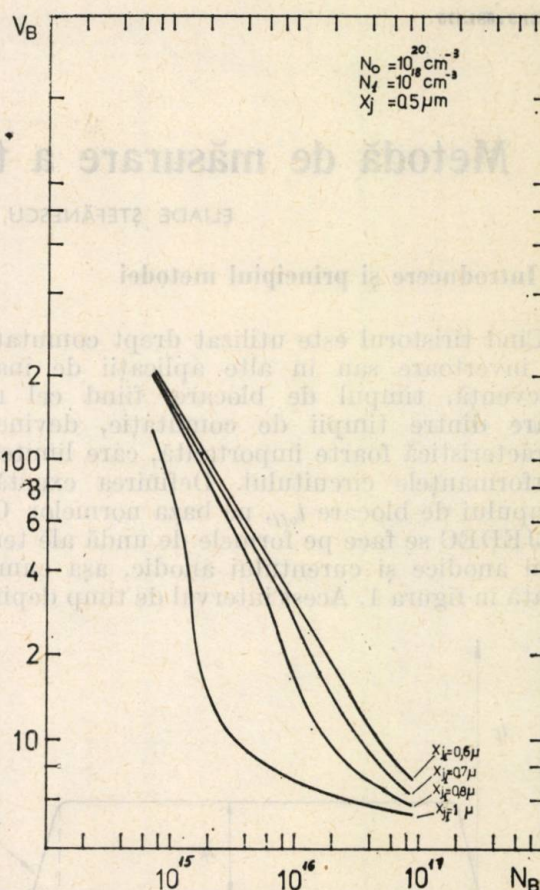


Fig. 9. Variația tensiunii de străpungere la diodele hiperabrupte funcție de concentrația N_B (curbe selectate).

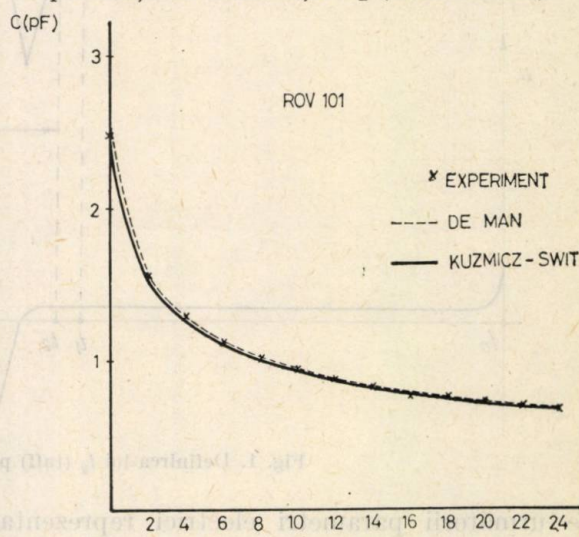


Fig. 10. Variația capacității cu tensiunea la diodele varactor de acord ROV 101 în comparație cu curbele calculate.

- [8] Grand, W. L. SSE, vol. 16, p. 1 189 — 1 203, 1973.
- [9] Sze, S. Physics of Semiconductor Devices, p. 111, Wiley, New York, 1969.
- [10] Buiculescu, V., Tănăsucă, V. Amplificator parametric. Raport de cercetare ICCE — 1977.
- [11] Watson, H. Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Appl. Wiley, New York, 1969.
- [12] Microwave Associates — Microwave Product Seminar II, 1974.
- [13] Carlson, A., Dominik, F. — Physics and Appl. of Microwave Diodes, Varian Beverley, 1975.

CZ 621.3:681.175

TIRISTOARE
TIMP DE BLOCARE

Metodă de măsurare a timpului de blocare la tiristoare

ELIADE ȘTEFĂNESCU, FLORIN DIMITRIU* — BUCUREȘTI

1. Introducere și principiul metodei

Cind tiristorul este utilizat drept comutator, în invertoare sau în alte aplicații de înaltă frecvență, timpul de blocare, fiind cel mai mare dintre timpii de comutație, devine o caracteristică foarte importantă, care limitează performanțele circuitului. Definirea exactă a timpului de blocare t_{off} , pe baza normelor CEI și JEDEC se face pe formele de undă ale tensiunii anodice și curentului anodic, așa cum se arată în figura 1. Acest interval de timp depinde

controlul unui număr mare de parametri electrice și mai ales, în vitezele mari, de variația tensiunii și curentului, într-un circuit care, în același timp trebuie să disipe o putere considerabilă.

Metoda de măsură propusă urmărește micșorarea la maximum a puterii medii disipate în elementele de circuit, a dimensiunilor circuitului și, deci, a elementelor parazite de circuit, ceea ce permite extinderea gamei de măsură în domeniul timpilor mici (aproximativ 1 μ s), cit și realizarea unor condiții de măsură grele: curenți mari,

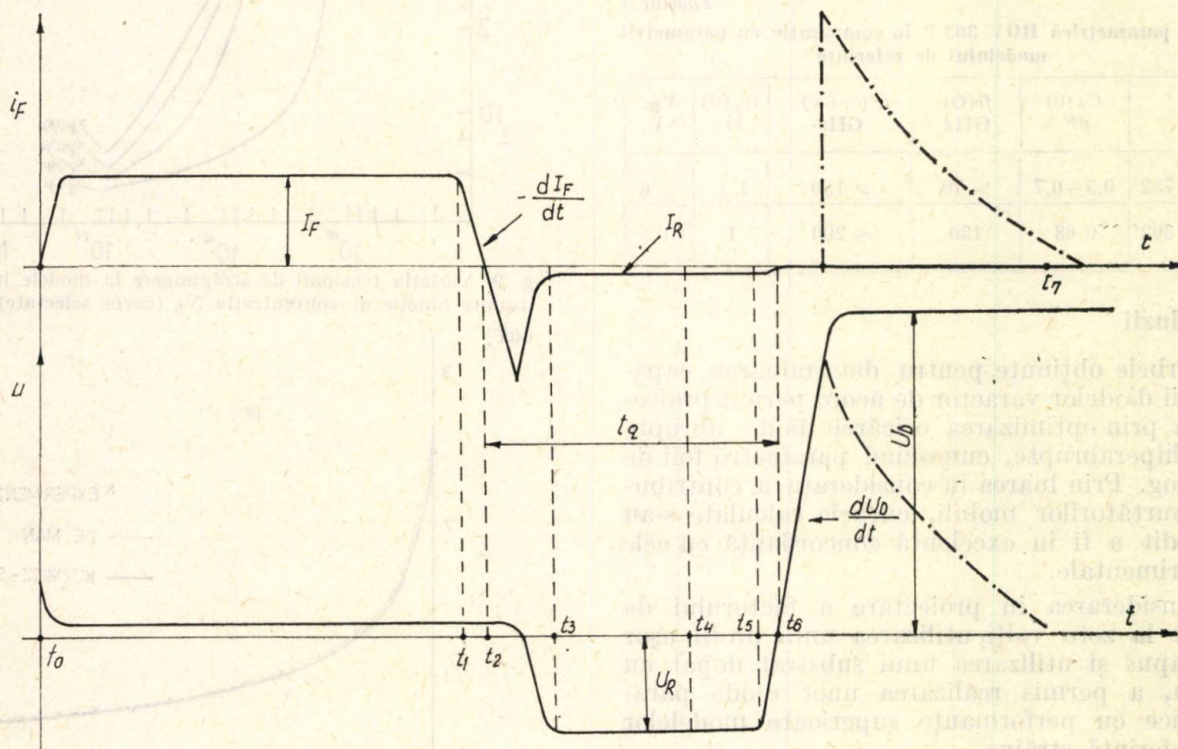


Fig. 1. Definirea lui t_q (taff) pe formele de undă de comutație forțată.

de următorii parametri electrice reprezentați în figură: 1 — intensitatea curentului direct I_F ; 2 — panta de scădere a curentului direct și de creștere a curentului invers — dI_F/dt ; 3 — tensiunea inversă aplicată U_R ; 4 — panta de creștere a tensiunii directe reaplicate dU_D/dt ; 5 — amplitudinea tensiunii directe reaplicate U_D ; 6 — condițiile de polarizare a porții. Dificultatea măsurării timpului de blocare constă în

pante mari de scădere a curentului direct, viteze mari de creștere a tensiunii directe reaplicate.

Caracteristicile esențiale ale metodei constau în: 1 — utilizarea tiristoarelor, deci a unor dispozitive de curent mare cu eficiență mare (raport între puterea debitată în sarcină și puterea disipată în dispozitiv) într-o schemă de măsură în impuls, care după încheierea procesului de măsură își blochează toate circuitele de forță; 2 — micșorarea la maximum a frecvenței de test; 3 — forțarea comutării tiristoarelor din

* Ing. Ștefănescu, E. și ing. Dimitriu, Fl. sint cercetători științifici la I.C.C.E. București

circuitul de măsură la valori ale lui dI/dt mult mai mari decât valorile limită date în catalog (bineînțeles în condițiile de fiabilitate perfectă) cu ajutorul unor impulsuri de poartă date prin transformator de impulsuri scurte ($\sim 10 \mu s$), cu amplitudine mare ($> 3 A$), și cu front foarte abrupt ($\sim 100 ns$).

2. Elemente principale de circuit

În figura 2 este reprezentată schema de măsură, în care rezistența R_1 , inductanța L , tiristorul T_1 , dioda D_1 și dispozitivul testat DUT

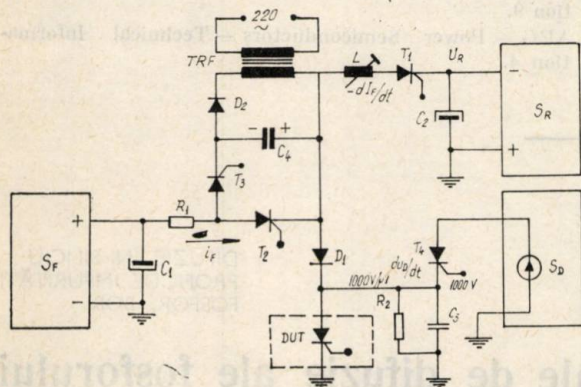


Fig. 2. Schemă de măsură.

se regăsească în aceeași configurație ca în schemele de principiu date în normele CEI și JEDEC, iar circuitul format din tiristoarele T_2 și T_3 , condensatorul C_4 , dioda D_2 și transformatorul TRF asigură blocarea schemei după terminarea procesului de măsură. Funcționarea schemei este următoarea: la momentul t_0 (vezi figura 1) se deschid tiristoarele T_2 și DUT stabilindu-se curentul direct I_F debitat de condensatorul C_1 ; la momentul t_1 se deschide tiristorul T_1 curentul prin DUT scăzând cu o pantă determinată de constanta de timp L/R_1 , în timp ce dioda D_1 este aproape un scurtcircuit datorită sarcinii stocate care încă nu s-a eliminat; la momentul t_2 curentul prin DUT se inversează, atinge o anumită valoare minimă, dată de proprietățile dispozitivului, de I_F , $-dI_F/dt$ și U_R , după care scade la zero la momentul t_3 când se stabilește tensiunea inversă U_R debitată de sursa de tensiune S_R ; la momentul t_4 se deschide tiristorul T_4 , generatorul de curent S_D injectând un curent care închide dioda D_1 la momentul t_5 , după care, dacă tiristorul DUT este blocat, tensiunea pe condensatorul C_3 variază liniar; după încheierea procesului de măsură, la momentul t_7 , se deschide tiristorul T_3 , blocând tiristorul T_2 datorită tensiunii inverse aplicate de condensatorul C_4 , care se descarcă pe circuitul T_3 , R_1 , C_1 , C_2 , T_1 , L . În acest timp, dioda D_2 este blocată, întrucât procesul de măsură este sincronizat pe vârful alternanței tensiunii de

rețea care o polarizează invers, încărcarea condensatorului C_4 făcându-se în cealaltă alternanță.

Circuitul de măsură cu autoblocare realizat face ca disipația de putere să se producă practic numai în intervalul de timp $t_0 + t_7$ mult mai mic decât restul duratei ciclului de măsură.

Mărirea duratei ciclului de măsură, în condițiile păstrării sincronizării cu rețeaua, s-a realizat cu ajutorul unui circuit monostabil (vezi figura 3) care, față de circuitele monostabile

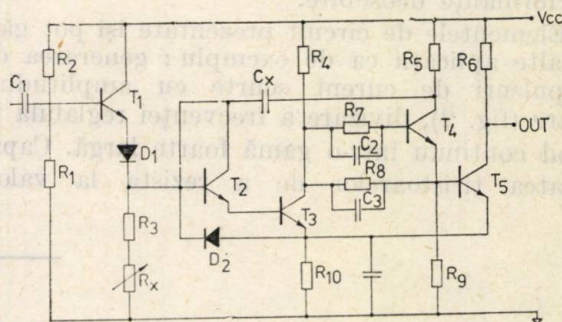


Fig. 3. Circuit monostabil cu gama de variație a duratei impulsului gerot practic nelimitat și cu revenire rapidă.

convenționale are posibilitatea reglării continue a duratei impulsului generat într-o gamă oricât de largă avînd totodată timp de revenire foarte scurt (1%) și ambele fronturi abrupte. Durata impulsului poate fi calculată aproximativ cu ajutorul formulei :

$$t_i \simeq C_x(R_3 + R_5 + R_x) \ln \frac{1 + \frac{R_4}{R_8 + R_9} + \frac{R_4}{R_{10}}}{1 + \frac{R_5}{R_3 + R_x}}. \quad (1)$$

Se observă că factorul de sub logaritm poate fi făcut egal cu 1, deci teoretic t_i poate varia între 0 și o valoare finită, adică într-un raport infinit. Revenirea tensiunii pe condensatorul C_x se face prin tranzistoarele T_4 și T_5 saturate și dioda D_2 , deci foarte rapid.

3. Realizări experimentale

S-au realizat experimental două variante de montaje de măsură: prima variantă pentru un curent direct maxim $I_{F \max}$ de 200 A și un domeniu de măsură cuprins între 5 și 250 μs ; a doua variantă pentru un $I_{F \max}$ de 60 A și un domeniu de măsură de la 2 μs la 60 μs , cu posibilitatea injectării unui curent invers în poartă, reglabil între 0 și 120 mA pentru testarea tiristoarelor de baleiaj. Domeniile realizate pentru ceilalți parametri sînt următoarele: $-dI_F/dt = 5 \div 500 \text{ A}/\mu\text{s}$, reglabilă în trepte, $U_R = 0 \div 100 \text{ V}$, $U_D = 100 \div 1000 \text{ V}$, $dU_D/dt = 100 \div 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$.

4. Concluzii

Metoda de măsură descrisă este aplicabilă la realizarea de aparate de măsură de laborator cu performanțe ridicate: curent de polarizare I_F mare cu un consum de putere de la rețea foarte mic și domeniu de măsură extins, în special către valori mici ale timpului de blocare t_{off} . În același timp, realizarea circuitelor electronice necesită componente relativ puține și fără performanțe deosebite.

Elementele de circuit prezentate își pot găsi și alte aplicații ca de exemplu: generarea de impulsuri de curent scurte cu amplitudine mare (fig. 2), divizare a frecvenței reglabilă în mod continuu într-o gamă foarte largă. Capacitatea tiristoarelor de a rezista la valori

oricît de mari ale lui dI/dt dacă sînt comandate pe poartă cu impulsuri scurte de curent, suficient de mari și abrupte, care a rezultat din experimentarea schemei de măsură descrise, poate fi aplicată în schemele industriale de comandă cu tiristoare, asigurînd o fiabilitate perfectă a dispozitivelor, în absența oricărui circuit de protecție la dI/dt .

Bibliografie

- [1] NORMELE C.E.I. — FASCICULA 147-2D, 1972.
- [2] TEST EQUIPMENT FOR HALF-WAVE DIODES AND THYRISTORS — BBC Nach. vol. 51 nr. 3 martie 1969.
- [3] AEG — Power Semiconductors — Technical Information 9.
- [4] AEG — Power Semiconductors — Technical Information 4.

CZ 621.382

DIFUZIE ÎN SILICIU
PROFIL DE IMPURITĂȚI
FOSFOR, BOR

Determinarea profilelor superficiale de difuzie ale fosforului și borului în siliciu

FLORIN GĂISEANU, VASILE LOGHIN, NICOLETA KOZMA, MARIAN BĂDILĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Cunoașterea distribuției impurităților în siliciu, realizată prin difuzie, este esențială în descrierea electrică a dispozitivelor semiconductoare [1].

Se cunosc mai multe metode de determinare a profilelor de impurități în siliciu:

- metoda măsurării rezistenței distribuite, care este rapidă, dar care implică complicații de calibrare și de prelucrare a datelor [2];
- metoda bazată pe măsurători $C-V$, ale cărei posibilități de utilizare sînt limitate, în principal, de tensiunea de străpungere [3];
- metoda înlăturării de straturi subțiri și măsurării succesive a rezistenței pe pătrat $R_{\square}$, prin metoda celor patru sonde. Profilul de impurități se obține utilizînd tehnica rezistivității diferențiale, combinată cu datele asupra dependenței mobilității purtătorilor de sarcină de concentrația de impurități [4], sau cu cele din curbele Irvin [5].

Prezenta lucrare își propune determinarea profilelor de impurități rezultate prin difuzia

fosforului și borului în siliciu. Metoda utilizată constă în măsurarea rezistenței pe pătrat a stratului difuzat și supus unor corodări chimice succesive.

O posibilitate nouă de investigare este semnalată în lucrare, constînd în estimarea valorilor mari ale concentrației de fosfor ($\geq 10^{19} \text{ cm}^{-3}$) prin dozarea spectrofotometrică. Această metodă permite măsurarea concentrației globale a fosforului difuzat (electric activ plus electric inactiv).

1. Tehnica experimentală

Au fost folosite plachete de siliciu de orientare 111 cu zero dislocații (proveniență Wacker). Caracteristicile mai importante ale plachetelor, ale condițiilor tehnologice, cît și ale straturilor difuzate sînt sintetizate în tabelul 1.

Difuziile D_4 și D_5 s-au realizat în două etape, între care s-a efectuat o curățire chimică adecvată pentru înlăturarea excesului de sursă de la suprafață. Etapa a doua a inclus o oxidare în atmosferă umedă.

Corodarea straturilor subțiri de siliciu

Înlăturarea succesivă a straturilor incrementale de siliciu s-a făcut prin corodare

* Cercet. șt. Găiseanu, F., cercet. șt. princ. Loghin, V., ing. Kozma, N. și cercet. șt. Bădilă, M. lucrează în cadrul Institutului de Cercetări pentru Componente Electronice (ICCE) București.

chimică, grosimea medie a straturilor îndepărtate fiind în general cuprinsă între 200 Å și 600 Å.

Soluția de corodare utilizată a fost un amestec de HF, $K_2Cr_2O_7$ și apă în proporții diferite, corespunzător fiecărui tip de impurități conținute de stratul supus corodării. Condițiile de temperatură, iluminare și agitare a soluției au fost menținute constante în timpul fiecărei etape.

Deoarece defectele din siliciu pot acționa ca centri de activare a reacției astfel încât corodarea poate deveni preferențială, s-au selecționat plachete fără dislocații, iar tratamentele termice la temperaturi mari au fost scurte [6]. Aspectul suprafeței urmărit înainte și după difuzii prin relevarea defectelor a fost în mod esențial același.

Determinarea grosimii straturilor înlăturate s-a făcut prin cântăriri succesive cu o balanță cu sensibilitate 10^{-4} g. Densitatea siliciului s-a considerat egală cu $2,3 \text{ g/cm}^3$ [7].

Determinarea profilului de impurități electrice active

Presupunind că originea axei Ox se găsește pe suprafață, iar joncțiunea este localizată la adâncimea x_j , atunci rezistivitatea medie a stratului de grosime $x_j - x$ este:

$$\bar{\rho}(x) = (x_j - x)R_{\square}(x). \quad (1)$$

Acest strat se consideră că este compus din straturi subțiri, plane și paralele, de grosime dx și de rezistivitate $\rho(x)$, conectate în paralel, astfel încât rezistivitatea sa medie se exprimă prin relația:

$$\bar{\rho}^{-1}(x) = \frac{1}{x_j - x} \int_x^{x_j} \rho^{-1}(x) dx. \quad (2)$$

Pesupunind că rezistivitatea într-o porțiune limitată a semiconductorului este o mărime izotropă, din (1) și (2) rezultă:

$$\rho^{-1}(x) = \frac{dR_{\square}^{-1}(x)}{dx} = qC(x)\mu[C(x)], \quad (3)$$

unde μ este mobilitatea purtătorilor, iar $C(x)$ reprezintă concentrația de impurități la adâncimea x .

Considerind că pe domeniul explorat experimental concentrația impurităților de tip opus este neglijabilă, iar impuritățile sînt total ionizate la temperatura de măsură, profilul impurităților difuzate se determină din prelucrarea curbei $R_{\square}(x)$ și din cunoașterea dependenței $\mu[C(x)]$.

O altă posibilitate este cea a folosirii identității:

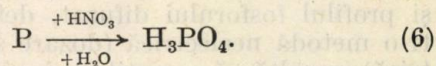
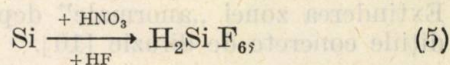
$$\frac{dR_{\square}(x)}{dx} = R_{\square}(x) \frac{d \ln R_{\square}(x)}{dx}, \quad (4)$$

care prezintă avantajul că micșorează erorile de calculare a diferențialei setului de puncte experimentale. Pe această cale, calculul profilului de impurități se poate realiza prin utilizarea curbelor Irvin [5].

Ambele posibilități prezentate au fost luate în considerare, diferențele între profilele de același tip rezultate în final fiind nesemnificative. Datele experimentale au fost prelucrate numeric utilizându-se un program de regresie polinomială implementat pe un calculator Hewlett-Packard 9825 A.

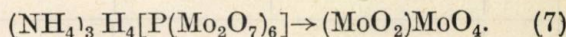
Dozarea spectrofotometrică a fosforului difuzat în siliciu

Soluția de corodare utilizată conține acid acetic, acid fluorhidric, acid azotic și apă în proporții bine determinate, [8]. În urma reacțiilor chimice care au loc, siliciul și fosforul trec în soluție sub forma:



Deoarece cei doi acizi rezultați conduc la reacții de colorare identice, pentru determinarea cantitativă, prin spectrofotometrie, a ionului PO_4^{3-} este necesară separarea completă a acidului hexafluosilicic rezultat prin reacția (5), [9].

Acidul fosforic rămas, prin tratare cu acid azotic și molibdat de amoniu, trece, cantitativ, în fosfomolibdat de amoniu, care prin reducere formează un compus de culoare albastră, caracteristică:



Intensitatea culorii albastre a acestui compus este direct proporțională cu concentrația sa în soluție, deci cu concentrația complexului care conține fosfor. Pentru aprecierea corectă a cantității de fosfor este deci necesar ca transformarea descrisă prin relația (7) să fie totală.

Nivelul de absorbție, în domeniul roșu al spectrului, a fost măsurat cu un spectrometru Pye Unicam SP 1800 pentru fiecare etapă de corodare și comparat cu valorile din curba de etalonare trasată cu mărimi cunoscute ale conținutului de ioni PO_4^{3-} .

Dacă $m_p(x)$ este masa fosforului la adîncimea x , atunci concentrația sa $C_p(x)$ se poate descrie printr-o relație de forma :

$$C_p(x) = k \frac{dm_p(x)}{dx}, \quad (8)$$

unde k este o constantă dependentă de tipul plachetei și al impurității difuzate.

3. Rezultate

În figura 1 se prezintă curbele experimentale $R_{\square}(x)$ pentru fiecare tip de difuzie descrisă în tabelul 1, iar în figurile 2, 3, 4, 5 sînt prezentate profilele de impurități rezultate din prelucrarea datelor corespunzătoare. În figurile 2 și 5 se dau de asemenea curbele comparative, de tip erfc și Gauss, calculate cunoscînd concentrația de suprafață și adîncimea joncțiunii din măsurătorile experimentale conținute în tabelul 1 și folosind curbele Irvin [5].

Așa cum este cunoscut, [4, 7, 10], profilul de difuzie al fosforului electric activ la concentrații mari se abate în mod esențial de la profilul de tip erfc, prezentînd lîngă suprafață o zonă de concentrație constantă, urmată de o zonă caracteristică cu alura din fig. 2 sau 3. Extinderea zonei „anormale” depinde de condițiile concrete de difuzie [10].

Din examinarea figurii 3, unde este trasat și profilul fosforului difuzat, determinat printr-o metodă neelectrică (dozare spectrofotometrică), rezultă că o cantitate importantă de fosfor este electric inactivă, așa cum s-a constatat și din alte determinări [11].

În figura 4 se poate observa abaterea de la forma simplă erfc și concordanța foarte bună cu datele prezentate de alți autori [12], pentru profilul de difuzie al borului la concentrații mari.

În figura 5 sînt date profilele fosforului și borului pentru concentrații scăzute realizate prin difuzie în două etape : predifuzia și difuzia propriu-zisă care include și o etapă de oxidare

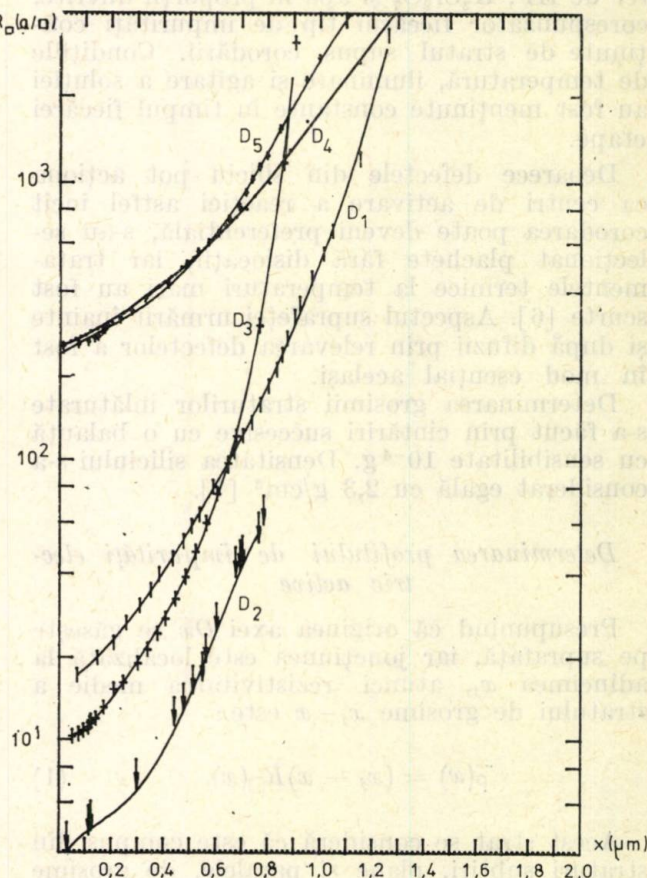


Fig. 1. Curbele experimentale ale dependenței rezistenței pe pătrat de adîncime pentru difuziile descrise în tabelul 1.

în atmosferă umedă. Aceste profile, comparate cu cele de tip Gauss, prezintă, de asemenea, abateri de la forma simplă oferită de teoria clasică a difuziei.

Tabelul 1

Difu- zia	ρ , Ωcm tip plachetă	Sursa de impurități	Atmosfera	Temperatura $^{\circ}\text{C}$	$R_{\square}$, $\Omega/\square$ a stratului difuzat	Uniformi- tatea, $\Delta R_{\square}/R_{\square}$, %	x_j , μm
D_1	8 ... 12 p	POCl_3	N_2 sursă 30 % O_2 70 %	1 000	14,85	≤ 2	1,60
D_2	8 ... 12 p	POCl_3	N_2 sursă 43 % O_2 57 %	1 000	3,69	≤ 2	1,60
D_3	4 ... 5 n	BN	N_2 100 %	1 100	9,42	≤ 2	1,07
D_4	8 ... 12 p	POCl_3	N_2 sursă 33 % O_2 66 %	800* 1 200	252	≤ 6	1,60
D_5	4 ... 5 n	BN	N_2 100 %	925* 1150	252	≤ 3	1,33

* Cele două valori reprezintă temperatura de predifuzie, respectiv difuzie.

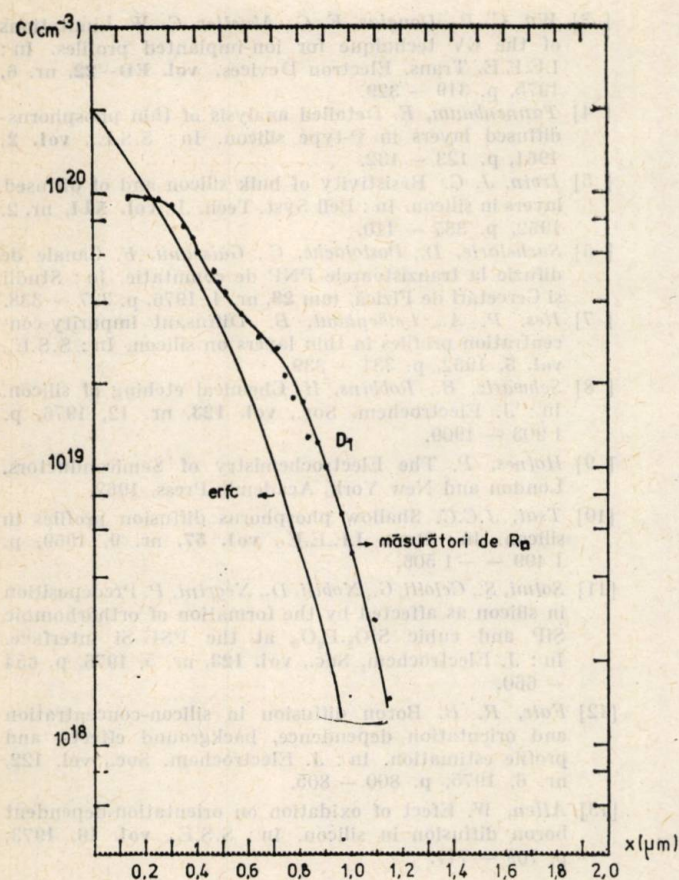


Fig. 2. Distribuția concentrației fosforului electric activ în stratul difuzat și profilul teoretic de tip erfc, corespunzător.

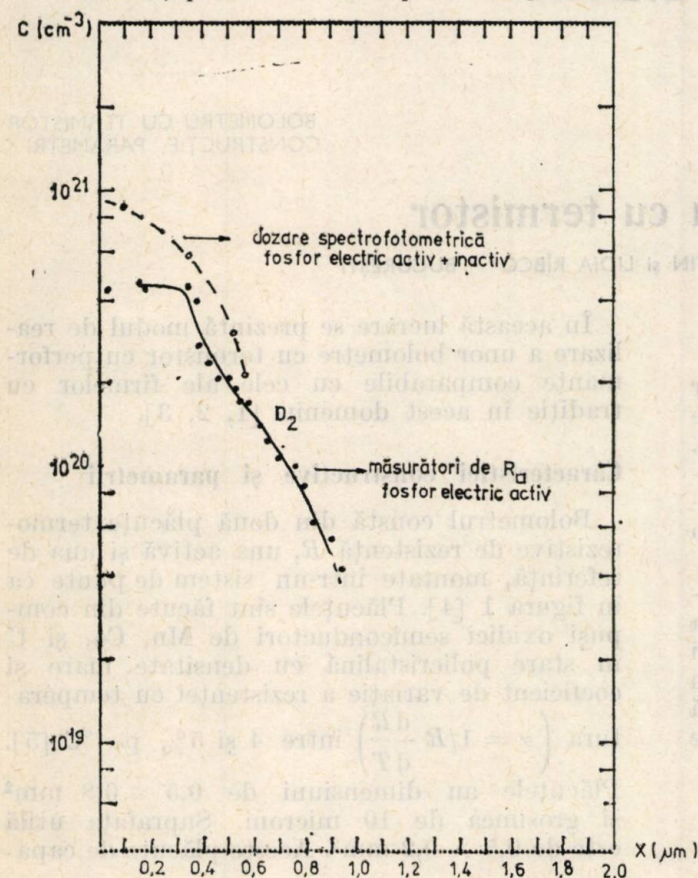


Fig. 3. Profilele fosforului difuzat și al fosforului electric activ obținute din determinări făcute asupra aceluiași strat de siliciu dopat cu fosfor.

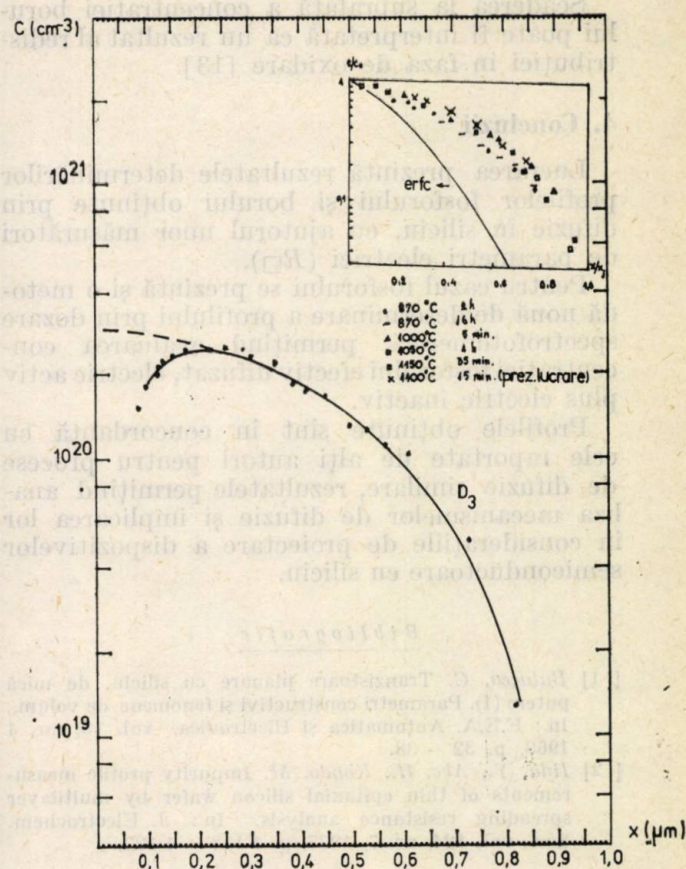


Fig. 4. Profilul de difuzie al borului determinat prin măsurători de R_D ; în inserție se dă o comparație a rezultatelor din prezenta lucrare cu cele raportate de alți autori [12].

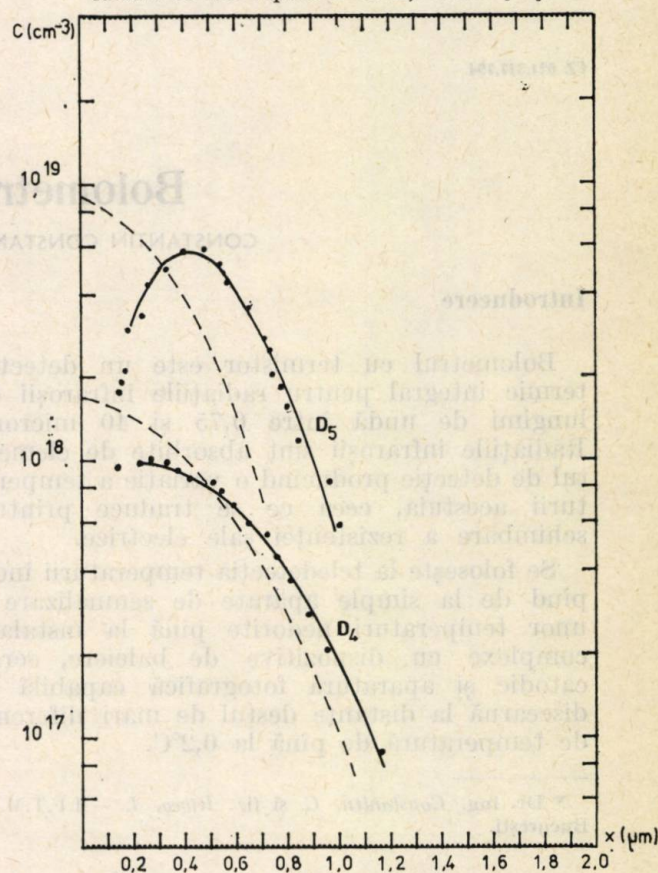


Fig. 5. Profilele de difuzie în două etape ale fosforului și borului și curbele comparative de tip Gauss (linie întreruptă).

Scăderea la suprafață a concentrației borului poate fi interpretată ca un rezultat al redistribuției în faza de oxidare [13].

4. Concluzii

Lucrarea prezintă rezultatele determinărilor profilelor fosforului și borului obținute prin difuzie în siliciu, cu ajutorul unor măsurători de parametri electrici ($R_{\square}$).

Pentru cazul fosforului se prezintă și o metodă nouă de determinare a profilului prin dozare spectrofotometrică, permițând evaluarea concentrației fosforului efectiv difuzat, electric activ plus electric inactiv.

Profilele obținute sînt în concordanță cu cele raportate de alți autori pentru procese de difuzie similare, rezultatele permițînd analiza mecanismelor de difuzie și implicarea lor în considerațiile de proiectare a dispozitivelor semiconductoare cu siliciu.

Bibliografie

- [1] Bulucea, C. Tranzistoare planare cu siliciu, de mică putere (I). Parametri constructivi și fenomene de volum., In: E.E.A. Automatica și Electronica, vol. 13, nr. 1 1969, p. 32 — 38.
- [2] Iida, Y., Abe, H., Kondo, M. Impurity profile measurements of thin epitaxial silicon wafer by multilayer spreading resistance analysis. In: J. Electrochem. Soc., vol. 124, nr. 7, 1977, p. 1 118 — 1 122.

- [3] Wu, C. P., Douglas, E. C., Mueller, C. W. Limitations of the CV technique for ion-implanted profiles. In: I.E.E.E. Trans. Electron Devices, vol. ED-22, nr. 6, 1975, p. 319 — 329.
- [4] Tannenbaum, E. Detailed analysis of thin phosphorus-diffused layers in P-type silicon. In: S.S.E., vol. 2, 1961, p. 123 — 132.
- [5] Irvin, J. C. Resistivity of bulk silicon and of diffused layers in silicon. In: Bell Syst. Tech. J., vol. XLI, nr. 2, 1962, p. 387 — 410.
- [6] Sachelarie, D., Postolache, C., Găseanu, F. Canale de difuzie la tranzistoarele PNP de comutație. În: Studii și Cercetări de Fizică, tom 28, nr. 4, 1976, p. 327 — 338.
- [7] Iles, P. A., Leibenhaut, B. Diffusant impurity-concentration profiles in thin layers on silicon. In: S.S.E., vol. 5, 1962, p. 331 — 339.
- [8] Schwartz, B., Robbins, H. Chemical etching of silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 123, nr. 12, 1976, p. 1 903 — 1 909.
- [9] Holmes, P. The Electrochemistry of Semiconductors. London and New York, Academic Press, 1962.
- [10] Tsai, J.C.C. Shallow phosphorus diffusion profiles in silicon. In: Proc. I.E.E.E., vol. 57, nr. 9, 1969, p. 1 499 — 1 506.
- [11] Solmi, S., Celotti, G., Nobili, D., Negrini, P. Predeposition in silicon as affected by the formation of orthorhombic SiP and cubic $\text{SiO}_2 \cdot \text{P}_2\text{O}_5$ at the PSG-Si interface. In: J. Electrochem. Soc., vol. 123, nr. 5, 1976, p. 654 — 660.
- [12] Fair, R. B. Boron diffusion in silicon-concentration and orientation dependence, background effects, and profile estimation. In: J. Electrochem. Soc., vol. 122, nr. 6, 1975, p. 800 — 805.
- [13] Allen, W. Effect of oxidation on orientation-dependent boron diffusion in silicon. In: S.S.E., vol. 16, 1973, p. 709 — 717.

CZ 621.317.794

BOLOMETRU CU TERMISTOR
CONSTRUCȚIE, PARAMETRI

Bolometru cu termistor

CONSTANTIN CONSTANTIN și LIDIA RÎBCO* — BUCUREȘTI

Introducere

Bolometrul cu termistor este un detector termic integral pentru radiațiile infraroșii de lungimi de undă între 0,75 și 40 microni. Radiațiile infraroșii sînt absorbite de elementul de detecție producînd o variație a temperaturii acestuia, ceea ce se traduce printr-o schimbare a rezistenței sale electrice.

Se folosește la teledetecția temperaturii începînd de la simple aparate de semnalizare a unor temperaturi nedorite pînă la instalații complexe cu dispozitive de baleiere, ecran catodic și aparatură fotografică capabilă să discearnă la distanțe destul de mari diferențe de temperatură de pînă la 0,2°C.

* Dr. ing. Constantin, C. și fiz. Ribco, L. — I.F.T.M. — București.

În această lucrare se prezintă modul de realizare a unor bolometre cu termistor cu performanțe comparabile cu cele ale firmelor cu tradiție în acest domeniu [1, 2, 3].

Caracteristici constructive și parametri

Bolometrul constă din două plăcuțe termo-rezistive de rezistență R , una activă și una de referință, montate într-un sistem de punte ca în figura 1 [4]. Plăcuțele sînt făcute din compusi oxidici semiconductori de Mn, Co, și U în stare policristalină cu densitate mare și coeficient de variație a rezistenței cu temperatura $\left(\alpha = 1/R \frac{dR}{dT}\right)$ între 4 și 5% pe °C [5].

Plăcuțele au dimensiuni de $0,5 \times 0,8 \text{ mm}^2$ și grosimea de 10 microni. Suprafața utilă este de $0,5 \times 0,2 \text{ mm}^2$. Aceste plăcuțe de capa-

citare termică C_t sînt cuplate de un suport radiator (baza capsulei metalice) prin intermediul unor materiale suport (cuarț, safir) care

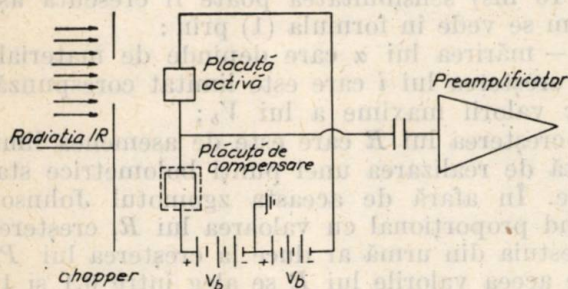


Fig. 1. Schema punții bolometrice.

realizează o conductanță termică G_t . Plăcuțele au aceeași valoare a rezistenței și sînt montate într-o capsulă metalică ermetic închisă ca în figura 2.

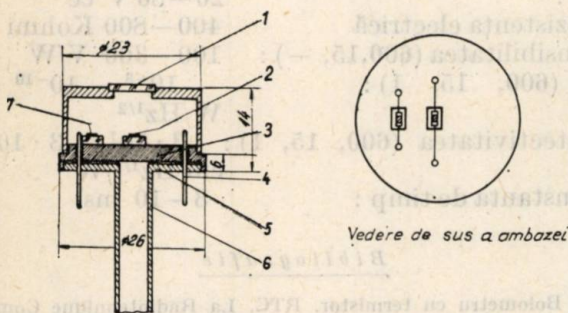


Fig. 2. Bolometru — schema generală de construcție: 1 — fereastră Ge; 2 — plăcuță activă; 3 — bază metal; 4 — treceri pentru contacte; 5 — suportul trecerilor; 6 — tub de sticlă pentru evacuarea aerului; 7 — plăcuță de compensare.

Bolometrele se caracterizează prin următorii parametri: dimensiunile efective și cele utile ale suprafeței plăcuței, rezistența nominală R , coeficient de variație a rezistenței cu temperatura α , tensiunea de lucru („bias voltage”) V_b , sensibilitatea S , puterea echivalentă de zgomot P_z , detectivitatea D^* , constantă de timp τ .

Tensiunea de lucru V_b este tensiunea maximă din porțiunea liniară a caracteristicii $V-I$ a plăcuței. Se aplică pe fiecare ramură a punții

Sensibilitatea S în cazul detectoarelor termice este definită ca raportul dintre semnalul la ieșirea din puntea bolometrică și energia termică care cade pe bolometru și este:

$$S = \frac{\epsilon i \alpha R}{G_t (1 + \omega^2 \tau^2)^{1/2}}, (V/W), \quad (1)$$

unde ϵ este emisivitatea plăcuței, i — curentul ce trece prin plăcuță, ω — frecvența unghiulară de modulare a radiației IR .

Puterea echivalentă de zgomot P_z este puterea minimă la care mai poate fi detectat un semnal (raportul semnal/zgomot = 1).

Atît sensibilitatea cît și P_z sînt dependente de condițiile de măsură și din această cauză se specifică în paranteză, temperatura în $^{\circ}K$ a sursei de radiație IR , frecvența de modulare a acestei radiații și lărgimea benzii de măsură a amplificatorului folosit. De exemplu: D^* (600,15, 1).

Detectivitatea reprezintă dependența P_z de suprafața sensibilă a detectorului avînd expresia:

$$D^* = \frac{A^{1/2}}{P_z} (\text{cm Hz}^{1/2}/W), \quad (2)$$

A fiind aria sensibilă a detectorului.

Măsurarea parametrilor bolometrului se face cu un montaj a cărui schemă este dată în figura 3.

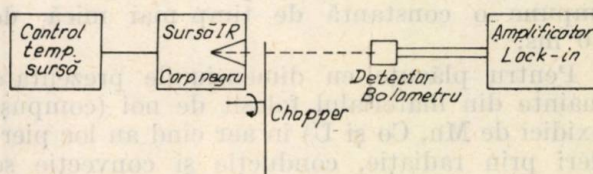


Fig. 3. Schema instalației de măsură a bolometrelor în I.R.

Plăcuțele obținute din materialele oxidice amintite cu α de 5%/ $^{\circ}C$, rezistente între 400 și 800 Kohmi au tensiunea V_b de aproximativ 40 V. Ca sursă de radiație IR s-a folosit un corp negru la temperatura de 600 $^{\circ}C$ și suprafața de 3 cm². Frecvența de modulare a radiației IR era obținută de la un chopper mecanic între 1,5 și 300 Hz.

Sensibilitatea era obținută din raportul dintre semnalul cules de pe plăcuța activă și puterea radiației IR căzută pe suprafața utilă a acestei plăcuțe. Dependența sensibilității de frecvență pentru cîteva bolometre este dată în figura 4.

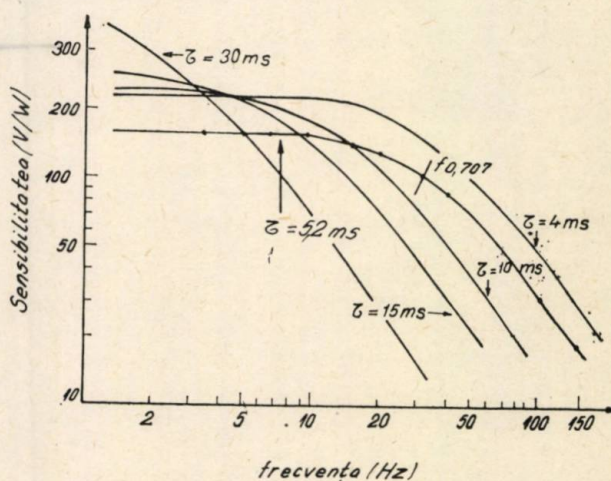


Fig. 4. Dependența sensibilității de frecvență.

Din dependența sensibilității de frecvență se determină constanta de timp τ folosind relația $\tau = 1/2\pi f_{0.707}$, unde $f_{0.707}$ este frecvența

la care sensibilitatea scade la 0,707 din valoarea sa maximă. Măsurând tensiunea de zgomot în absența sursei de radiație se poate calcula puterea echivalentă de zgomot, care este cuprinsă pentru bolometrele noastre între 10^{-8} și 10^{-10} W/Hz^{1/2}.

Detectivitatea se calculează din expresia (2) și este cuprinsă între $3 \cdot 10^7$ și $3 \cdot 10^9$ cmHz^{1/2}/W.

Din dependența sensibilității de frecvență se vede că pentru aplicații (aparate de tele-dectie a temperaturii de precizie) realizarea unor amplificatoare este mult mai ușoară pentru porțiunea în care sensibilitatea nu depinde de frecvență și are valoarea maximă. Dificultatea de realizare a acestor amplificatoare este înălțurată la frecvențe de peste 8 Hz ceea ce impune o constantă de timp mai mică de 10 ms.

Pentru plăcuțe cu dimensiunile prezentate înainte din materialul folosit de noi (compuzi oxidici de Mn, Co și U) în aer cînd au loc pierderi prin radiație, conducție și convecție se obține o constantă de timp de 0,4 secunde.

Din ecuația termică a acestui proces rezultă $\tau = C_t/G_t$. Micșorarea lui τ se poate face prin : — micșorarea lui C_t care se poate realiza numai prin miniaturizare, dar oricît de mici ar fi făcute plăcuțele nu se poate realiza numai prin aceasta o constantă de timp convenabilă așa cum s-a arătat mai sus.

— prin montarea plăcuțelor pe un suport bun conductor termic (cuarț, safir, oxid de beriliu) care duce la creșterea lui G_t . În acest fel τ poate fi scăzut destul de mult chiar sub 1 ms, dar o micșorare prea mare a lui τ prin creșterea lui G_t scade sensibilitatea. Grosimea plăcuței trebuie să rămînă cît de mică posibilă. Creșterea acesteia micșorează G_t , micșorare

care nu poate fi compensată eficient cu radia-torul termic.

La constantă de timp convenabilă (între 2 și 10 ms) sensibilitatea poate fi crescută așa cum se vede în formula (1) prin :

— mărirea lui α care depinde de material ; — creșterea lui i care este limitat corespunzător valorii maxime a lui V_b ;

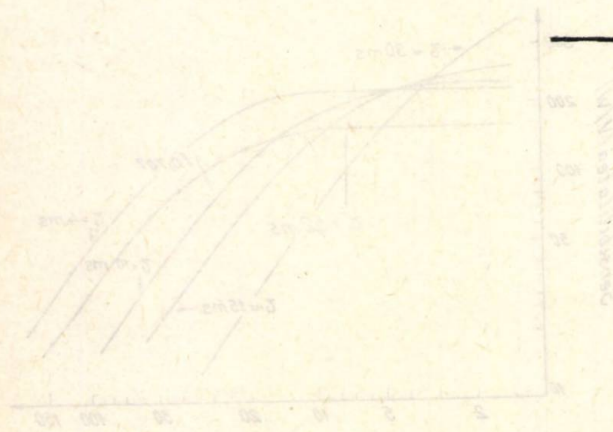
— creșterea lui R care este de asemenea limi-tată de realizarea unei punți bolometrice sta-bile. În afară de aceasta zgomotul Johnson fiind proporțional cu valoarea lui R , creșterea acestuia din urmă ar duce la creșterea lui P_z . De aceea valorile lui R se aleg între 0,1 și 10 Mohmi.

Caracteristicile bolometrelor românești sînt :

Dimensiunea efectivă a plă-	
cuței :	$0,8 \times 0,5 \text{ mm}^2$
Dimensiunea zonei active a plă-	
cuței :	$0,5 \times 0,5 \text{ mm}^2$
V_b :	20—80 V cc
Rezistența electrică	400—800 Kohmi
Sensibilitatea (600,15, —) :	100—300 V/W
P_z (600, 15, 1) :	$10^{-8} - 10^{-10}$
	W/Hz ^{1/2}
Detectivitatea (600, 15, 1) :	$3 \cdot 10^7 - 3 \cdot 10^9$
	cm Hz ^{1/2} /W
Constanta de timp :	3—10 ms.

Bibliografie

- [1] Bolometru cu termistor. RTC. La Radiotechnique Com-plex (Franța). Prospect.
- [2] Bolometru cu termistor. Prospect. Barnes Engineering (SUA).
- [3] Bolometru cu termistor. Prospect. Servo. Corp. of Ame-rica (S.U.A.).
- [4] Smith, R. A., Jones, F.E. and Chasmar, R. P. The detec-tion and measurement of infrared radiation, Oxford at the Clarendon Press 1958.
- [5] Constantin, C., Ribco, L., Nicolau, P. Lucrările simpozio-nului național de fizica solidului, Cluj-Napoca 1978.



NOTE

Interfon de mare volum cu setul de extindere EG 40 K6

Pentru montarea unor instalații mari de intercomunicație cu instalarea descentralizată a amplificatoarelor s-a produs un sortiment de aparate interfon și seturi de extindere corespunzătoare.

Pentru folosirea în spații interioare stau la dispoziție posturile principale WL 10 K 51 și WL 20 K 50 pentru racordarea a 10 respectiv 20 de posturi duplex, precum și postul secundar WL 1 K 55. O descriere amănunțită a acestor aparate s-a făcut deja în [1] respectiv [2].

Setul de extindere EG 40 K 6 (fig. 1) reprezintă o completare importantă a acestui program de aparate. Cu ajutorul lui este posibilă mărirea numărului posturilor conectabile la posturile principale WL 10 K 51 resp. WL 20 K 50 cu 40. La nevoie, se pot racorda și mai multe seturi de extindere. Cu un efort destul de redus se poate realiza cu EG 40 K 6 numărul foarte mare de posturi de abonați, necesar la stațiile de despecerat.

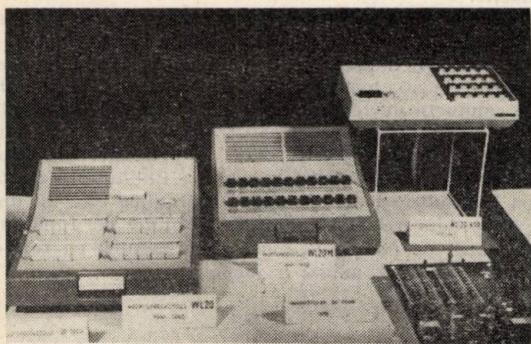


Fig. 1

Din punct de vedere al tehnicii conexiunilor, cu setul de extindere se obține o mărire a numărului de butoane pe linii de abonat, existente la posturile principale, WL 10 K 51, respectiv WL 20 K 50. Deci, EG 40 K 6 poate funcționa și numai cu unul din aceste două posturi principale. La fel că acestea, EG 40 K 6 poate fi exploatat în regimurile „comunicație cu apel vocal”, „comunicație cu semnal” și „comunicație în stea”, fiind posibilă și o combinație a acestor regimuri. Comutarea de pe regimul „comunicație cu apel vocal” (starea de livrare) pe regimurile apel cu semnal (comunicație în stea sau linie) se poate face în grupe de câte 5 abonați.

De la centrala compusă din postul principal și din setul de extindere pot fi chemați pînă la 20 de abonați pentru o conferință.

După necesitate, setul EG 40 K 6 poate fi dotat cu piesa tipizată de apel suplimentar ZAB 15. Cu ajutorul ei se pot conecta la centrală, în regimul „comunicație cu apel vocal” și pentru durata apelului vocal, semnale suplimentare (post principal cu EG 40 K 6). Cele două ieșiri ale lui ZAB 15 sînt concepute pentru conectarea a cite unui releu NSF 130.1 — 24 TGL 200—3799. Folosind ieșirea A, volumul sonor al semnalului vocal poate fi mărit, de exemplu, prin cuplarea amplificatorului de putere PAR 8.

Ieșirea B este prevăzută ca ieșire a unui multivibrator astabil, fiind intercalat un releu susnumit pentru conectarea unor semnalizatori optici resp. acustici. Prin folosirea separată sau combinată a acestor dispozitive suplimentare, apelul abonatului dorit se poate susține în mod eficient de la postul respectiv.

Carcasa de așezat pe masă a setului de extindere EG 40 K 6 este confecționată din materiale plastice moderne. Are dimensiuni corespunzătoare cu cele ale posturilor principale WL 10 K 51 și WL 20 K 50. Cele 40 de butoane de linii de abonat ale setului EG 40 K 6 sînt montate pe plăci conductoare, care preiau cite 5 butoane. Pe aceste plăci conductoare se află și punțile de sîrmă adaptabile pentru comutarea regimului de funcționare. Conductorii ce duc la EG 40 K 6 pot fi pozați pe sau în perete, și se racordează la două distribuitoare de perete cu cite 60 de borne. Acestea sînt prevăzute cu cite o piesă adaptabilă, care este legată rigid prin intermediul unui cablu flexibil lung de 3 m la ansamblul de pe masă.

Pentru instalarea unor rețele de intercomunicație de mare volum este nevoie, pe lângă aparatele pentru folosirea în spații interioare, dintre care a fost prezentată aici mai înăpăoie noua perfecționare EG 40 K 6, și aparate, care pot fi exploatate în aer liber sau în ateliere uzinale cu concentrații mari de praf. Pentru aceste cazuri stau la dispoziție aparatele speciale cu gradul de protecție IP 54. Acestea sînt posturile principale WLR 2 K 57, setul de extindere EGR 9 K 5 și amplificatorul de putere PAR 8. WLR 2 K 57 funcționează după același principiu ca posturile principale pentru spații interioare și deci și împreună cu acestea într-o singură instalație. La WLR 2 K 57 se pot racorda 2 abonați, acest număr putînd fi mărit cu cite 9 prin racordarea unor seturi de extindere. În fabricația de serie, WLR 2 K 57 este dotat cu piesa tipizată de apel suplimentar ZAB 15. Cu ajutorul lui PAR 8 (puterea de ieșire 12,5 W, tensiunea de ieșire 100 V), se poate mări volumul sonor de redare al lui WLR 2 K 57 și al celorlalte aparate amintite. Informații cuprinzătoare referitoare la aceste aparate se pot găsi în [3].

Raza de acțiune la toate interfoanele, și în cazul racordării setului de extindere respectiv, este la regimul „comunicație cu apel vocal” de 12 km și la regimurile „comunicație în stea” și „comunicație cu semnal” de 15 km, la un diametru al firului de 0,6 mm.

Tensiunea de regim la toate aparatele prezentate este de 24 V. Pentru alimentarea cu curent a interfoanelor stau la dispoziție blocuri de alimentare cu curent SVG 6—2 (execuție pentru încăperi închise, consum maxim de curent 2,5 A) și SVGR 8 (grad de protecție IP 54, consum maxim de curent 2 A), precum și în mod special pentru WL 1 K 55 blocul SVG 7.

Bibliografie

- [1] Mach, K.: Weiterentwickelte RFT-Wechselsprechtechnik. Fernmeldetechnik 14 (1974) 2, pag. 53—55.
- [2] Kahl, G. și Walther, R.: Wechselsprechanlagen mit den Geräten WL 10 S 52, WL 1 S 56 și WL 1 K 55. Fernmeldetechnik 15 (1975) 2, pag. 41—43.
- [3] Kahl, G.: Wechselsprechgeräte für den Einsatz unter rauen Betriebsbedingungen. Radio fernsehen elektronik 25 (1976) 4, pag. 137—138.

Îng. Günter Kahl

Elemente hidraulice pentru echiparea tehnicii agricole

Acționarea hidraulică s-a impus în mare măsură pentru multiplele funcții ale mișcării exercitate de mașini agricole. La aceasta se pot realiza rezultate speciale prin cicluri adaptate la mașinile respective, dar construite în mod exclusiv din elemente de construcție standardizate care se pot întrebuința în mod universal. Printr-o colaborare intensă și consecventă cu producătorul final s-a reușit elaborarea, pentru cele mai diferite acționări ale mașinilor agricole, de cicluri hidraulice, care cuprind în mod exclusiv elemente standardizate din gama de producție a întreprinderii VEB Kombinat ORSTA—Hydraulik, corespunzând importanței specifice a mașinilor respective în ceea ce privește condițiile întrebuințării și cerințele funcționale.

În rindurile următoare se prezintă cele mai esențiale elemente ale acestui ciclu hidraulic.

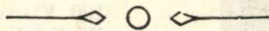
La mașinile agricole autopropulsate se cere o transmisie a forțelor de comandă fără tije, mărindu-se forța în mod esențial. Dispozitivul de comandă complet hidraulic poate să îndeplinească aceste cerințe optime. Miezul acestor dispozitive de comandă complet hidraulice este agregatul de comandă manuală care de curind a fost dezvoltat de VEB Kombinat ORSTA—Hydraulik în 4 mărimi de construcție. Aceste aparate se disting printr-o creștere considerabilă a forței, precum și printr-un confort extraordinar de deservire, garantind o comportare bună la comanda forțată. Agregatul de comandă manuală se poate monta ușor și se distinge printr-o masă redusă, precum și printr-o deservire uimitor de restrinsă. Racordarea fluxului se poate încărcă cu 16 NM/m^2 . Cu acesta se poate acționa agregatul de comandă manuală și prin alte dispozitive ale mașinii respective, montată în serie, așa încât se pot realiza montaje sigure, în ceea ce privește funcționarea lor, și simple, care garantează un mare efect economic al produsului final.

În instalațiile hidraulice ale tehnicii agricole se întrebuințează în primul rind pompe cu roți dințate ca producător al fluxului de presiune. Pompele cu roți dințate și cu echilibrarea axială a jocului TGL 10859 fabricate de VEB—Kom-

binat ORSTA—Hydraulik sint pompe hidraulice de mare putere, care se pot întrebuința universal în toate ramurile industriale. La dimensionarea constructivă a acestor aparate s-au luat în considerație, în primul rind, cererile tehnicii agricole, de exemplu, întrebuințarea lor la diferențe mari de temperatură. La o presiune nominală de 16 MN/m^2 aceste pompe sint dimensionate pentru o presiune maximală de lucru de 20 MN/m^2 și pentru presiuni de vîrf pînă la 25 MN/m^2 , așa încît se pot întrebuința în domeniul a 500—3 000 turărilor pe minut. La o încercare continuă, care a durat peste 10 000 ore, s-au obținut rezultate excelente sub cele mai severe condiții de exploatare și anume randamente de 92... 96%. Cu ocazia Tîrgului din Leipzig produsul a obținut în anii 1966 și 1970 medalii de aur.

Pentru comanda diferiților consumatori se întrebuințează la construcția mașinilor agricole și a tractoarelor foarte des supape speciale în formă de baterii legate. Supapele pentru comanda consumatorilor hidraulici și de reținere TGL 10917 oferă în baza sistemului matur al chesonului de construcții posibilități multilaterale de întrebuințare în cele mai diferite ramuri industriale și mai ales la construcția mașinilor agricole. La aceasta se poate realiza optimal atît funcția de oprire a consumatorilor încărcăți, care adeseori e necesară, în legătură cu supape de reținere, care se poate realiza prin preselecție.

Întrebuințarea unui dispozitiv încercat și sigur în ceea ce privește producerea fluxului de presiune în sistemul de comandă este foarte importantă. Pentru a obține un volum redus de construcție și un montaj simplu care nu reclamă decît puține conducte de țevi, s-a ales drept soluție optimă folosirea unei unități complete de construcție care constă dintr-un dispozitiv de producere a fluxului de presiune, din supapa limitatoare de presiune și din supapa limitatoare de flux. Pompa hidraulică pentru comenzi hidraulice este un dispozitiv de producere a fluxului de presiune cu funcționare sigură, bazat pe principiul încercat al pompei cu roți dințate, cu echilibrare axială a jocului.



1979 MAR 16

E 2040

Victor



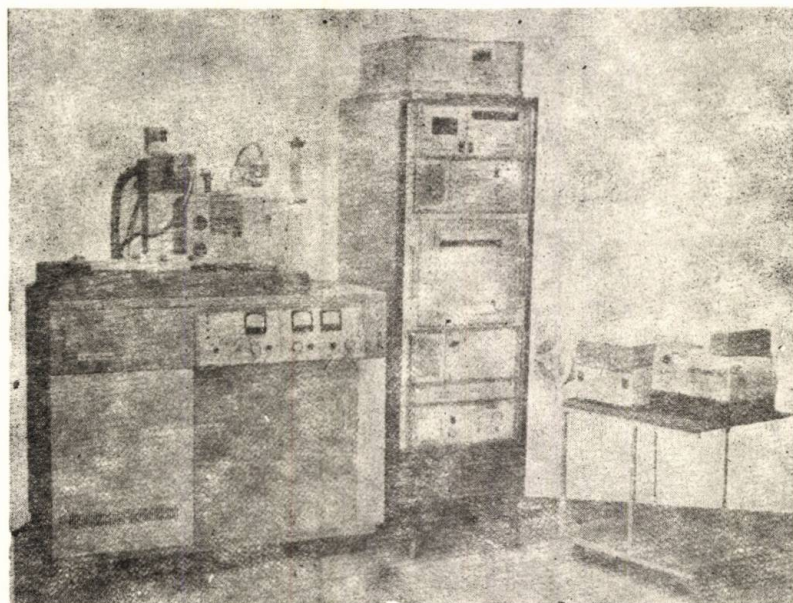
REFERALVA

69

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 23 • Nr. 2 • IUNIE 1979

Pentru cercul larg de studiere a structurilor roentgen în domeniul fizicii corpului solid, chimiei, cristalografiei, metalografiei, biologiei etc.



Difractometru roentgen de utilizare generală DRON-3

- studii ale structurii cantitative și calitative de fază;
- studii ale soluțiilor solide;
- determinarea macro și micro-tensiunii;
- studieri de textură;
- studii de descifrare a structurii monocristalelor; cu ajutorul

dispozitivelor suplimentare difractometrul DRON-3 permite studierea diferitelor materiale la temperaturi înalte (până la 2000°C) și joase (până la -180°C) și de asemenea efectuarea de cercetări la unghiuri mici.

EXPORTATOR:



Techsnabexport

32/34 Smolenskaia -Sennaia 121200 Moskova - URSS

Tel. 244-32-85; Telex 7628

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 23

Nr. 2

iunie 1979

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA CUPRINS

CZ 621.3.025 : 621.36

TRANZISTOR VMOS
APLICAȚII DE PUTERE

Bădilă, M., Steriu, M.-D., Rusu, A.: Tranzistorul V MOS de putere — o nouă componentă electronică.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 2, iun 1979, p. 49

Lucrarea prezintă structura, tehnologia și câteva din aplicațiile tranzistoarelor de putere VMOS.

CZ 621.38.001

EFFECTE-TUNEL
MICROPLASME
ZGOMOT DE EXPLOZIE

Mihăilă, M.: Efecte-tunel în joncțiuni care generează zgomot de explozie.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 2, iun 1979, p. 53

În material se stabilește experimental existența unor efecte-tunel în joncțiuni care generează zgomot de explozie.

CZ 539.11 : 621.039

STRUCTURI REZISTIVE DISTRIBUITE
TRANSFORMARE CONFORMĂ

Manolescu, A. ș.a.: Structuri rezistive distribuite multiterminale, utilizate în microelectronica.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 2, iun 1979, p. 57

Articolul tratează despre contribuția autorilor în domeniul analizei structurilor rezistive distribuite înțelese ca structuri funcționale. Se subliniază avantajele oferite față de rețelele rezistive peliculare „clasice”. Se propune o metodă generală de analiză.

CZ 621.375.4

AMPLIFICATOARE CU TRANZISTOARE
PARAMETRI DE REPARTIȚIE

Iordănescu, S.: Utilizarea parametrilor de repartiție în proiectarea amplificatoarelor cu tranzistoare pentru microunde.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 2, iun 1979, p. 62

Se prezintă modul de caracterizare a tranzistoarelor cu ajutorul parametrilor de repartiție și utilizarea acestor parametri în proiectarea amplificatoarelor cu tranzistoare pentru microunde.

CZ 621.317 : 681.18

METODE DE MĂSURĂ
CONFIGURAȚII DE MĂSURĂ
SORTARE AUTOMATĂ

Bușe, M., Popescu, O.: Studiu asupra posibilităților de sortare automată a tranzistoarelor unijoncțiune.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 2, iun 1979, p. 70

În lucrare se expune un studiu asupra metodelor de măsură a curenților I_p și I_v la tranzistoarele unijoncțiune, precum și configurațiile de măsură compatibile cu sortarea și clasarea automată pe bază de program complet.

1979 Iunie 3



CZ 621.317.63

FRECVENȚA DE FUZIUNE A IMAGINILOR
PÎLPITOARE
BALEAJ AUTOMAT AL FRECVENȚEI
AFIȘARE NUMERICĂ

Negoescu, R.: Flicker numeric automat.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 2, iun 1979, p. 73

Se face o analiză a erorilor care intervin în procedeele clasice de măsurare a frecvenței critice de fuziune — indicator psihofiziologic utilizat pentru evaluarea oboselii în munca industrială. Se prezintă o rezolvare tehnico-metodologică care permite măsurarea automată numerică FCF în condițiile creșterii substanțiale a preciziei și reproductibilității rezultatelor.

CZ 621.317.7

MĂSURI ELECTRICE
APARATE ELECTRICE

Penescu, C. ș.a.: Fazmetru numeric.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 2, iun 1979, p. 79

Se descrie un fazmetru numeric realizat de autori utilizând tehnologia circuitelor integrate.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANG; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIU STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45-47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23-25. C. 1227. Taxele postale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64-66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.025 : 621.36

ТРАНЗИСТОР VMOS ПРИМЕНЕНИЯ МОЩНОСТИ

Бэдилэ, М., Стерну, М. Д., Русу, А.: Транзистор VMOS мощности — новый электронный компонент.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 2, июнь 1979, стр. 49

Работа представляет структуру, технологию и несколько применений транзисторов мощности VMOS

УДК 621.38.001

ТУНЕЛЬНЫЕ ЭФФЕКТЫ МИКРОПЛАСМЫ ВЗРЫВНОЙ ШУМ

Михэилэ, М.: Туннельные эффекты в соединениях, образующие взрывной шум.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 2, июнь 1979, стр. 53

В работе экспериментально устанавливается существование туннельных эффектов в соединениях, производящие взрывной шум.

УДК 539.11 : 621.039

РЕЗИСТИВНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕН- НЫЕ СТРУКТУРЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПОДОБНЫЕ

Манолеску, А. и др.: Резистивные распределенные многоконечные структуры, используемые в микроэлектронике.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 2, июнь 1979, стр. 57

В статье говорится о вкладе авторов в области анализа резистивных распределенных структур, понимаемых как функциональные структуры. Подчеркивается их преимущества по сравнению с «классическими» резистивными пленочными сетями. Предлагается общий метод анализа.

УДК 621.375.4

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПАРАМЕТРЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Ердэнеску, С.: Использование параметров распределения в проектировании транзисторных усилителей для микроволн.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 2, июнь 1979, стр. 62

Представляется способ характеристики транзисторов с помощью параметров распределения и использование этих параметров в проектировании транзисторных усилителей для микроволн.

УДК 621.317 : 681.18

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ КОНФИГУ- РАЦИИ АВТОМАТИЧЕСКАЯ СОРТИРОВКА

Буше, М., Попеску, О.: Работа над возможностями автоматической сортировки униплоскостных транзисторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 2, июнь 1979, стр. 70

В работе говорится об изучении измерительных методов токов I_p и I_b в униплоскостных транзисторах, как и об измерительных конфигурациях совместимы с автоматической сортировкой и классификацией на основе полной программы.

УДК 621.317.63

ЧАСТОТА СЛИЯНИЯ МЕЛЬКА- ЮЩИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ АВТОМАТИЧЕСКОЕ РАЗВЕРТЫ- ВАНИЕ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВАЯ ИНДИКАЦИЯ

Негоску, Р.: Автоматический цифровой фликкер.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 2, июнь 1979, стр. 73

Анализируются ошибки появляющиеся в классических способах измерения критической частоты слияния — психофизиологический индикатор используемый для определения промышленной усталости. Предлагается технико-методологическое решение, позволяющее автоматическое цифровое измерение FCF в условиях существенного роста точности и воспроизводимости результатов.

УДК 621.317.7

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МЕРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Пенеску, К. и др.: Численный фазметр.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 2, июнь 1979, стр. 79

Описывается численный фазметр реализованный авторами употребляя технологию интегрирующих цепей.

INHALT

DK 621.3.025 : 621.36

VMOS-TRANSISTOR LEISTUNGSANWENDUNGEN

Bădilă, M., Steriu, M.D., Rusu, A.: Der VMOS-Leistungstransistor — ein neuer elektronischer Bestandteil.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 2, Juni 1979, S. 49

Die Arbeit beschreibt den Aufbau, die Technologie und einige Anwendungen der VMOS-Leistungstransistoren.

DK 621.38.001

TUNNELLEFFEKT MIKROPLASMEN EXPLOSIONSGERAUSCH

Mihăilă, M.: Die Tunneleffekte in Übergängen mit Explosionsgeräuschbildung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 2, Juni 1979, S. 53

Der Artikel stellt auf experimentellen Wege die Existenz von Tunneleffekten in Übergängen mit Explosionsgeräuschbildung fest.

DK 539.11 : 621.039

VETEILTE WIDERSTANDSSTRUKTUREN RKONFORME TRANSFORMIERUNG

Manolescu, A. n.a.: Multiterminale, verteilte Widerstandsstrukturen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 2, Juni 1979, S. 57

Die Arbeit beschreibt den Beitrag der Autoren auf dem Gebiet der Analyse der verteilten Widerstandsstrukturen im Sinne von Funktionsstrukturen. Es werden die Vorteile gegenüber den „klassischen“ Schichtwiderstandsnetzen unterstrichen und eine allgemein gültige analytische Methode vorgeschlagen.

DK 621.375.4

VERSTÄRKER MIT TRANSISTOREN VERTEILUNGSPARAMETER

Iordănescu, S.: Die Verwendung der Verteilungsparameter bei der Projektierung von Verstärkern mit Transistoren für Mikrowellen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 2, Juni 1979, S. 62

Es wird die Charakterisierungsart der Transistoren mit Hilfe von Verteilungsparametern und die Verwendung dieser Parameter bei der Projektierung von Verstärkern mit Transistoren für Mikrowellen beschrieben.

DK 621.317 : 681.18

MESSMETHODEN
MESSGEBILDE
AUTOMATISCHE SORTIERUNG

Buşe, M., Popescu, O. : Eine Untersuchung der automatischen Sortierungsmöglichkeiten für die Transistoren mit einmaligen Übergang.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, Nr. 2, Iuni, 1979, S. 70

Die Arbeit beschreibt eine Untersuchung der Messmethoden für die I_g — und I_p Ströme bei den Transistoren mit einmaligen Übergang, sowie die Messgebilde, die für die Sortierung und automatische Einteilung auf der Basis eines kompletten Programms geeignet sind.

DK 621.317.63

FUSIONSFREQUENZ DER FLACKERNDEN BILDER
AUTOMATISCHE ABTASUNG DER FREQUENZ
NUMERISCHE ANSCHLAGUNG

Negoescu, R. : Automatischer, numerischer Flicker.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, Nr. 2, Iuni, 1979, S. 73

Es wird eine Analyse der in den klassischen Messprozessen der kritischen Fusionsfrequenz auftretenden Fehlern — als psychophysiologischer Anzeiger zur Auswertung der Ermüdung bei der industriellen Arbeit dargestellt. Es wird eine technische und methodische Lösung beschrieben, welche die numerische, automatische (FCF) — Messung in den Bedingungen einer sichtbaren Erhöhung der Genauigkeit und der Wiederholbarkeit der Ergebnisse gestattet.

DK 621.317.7

ELEKTRISCHE MESSUNGEN
ELEKTRISCHE APPARATE

Penescu, C. u.a. : Numerischer Phasenmesser.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, Nr. 2, Iuni, 1979, S. 79

Der Artikel beschreibt einen numerischen Phasenmesser, der von Autor bergestellt wurde, und der die Technologie der integrierten Schaltungen verwendet.

C O N T E N T S

DC 621.3.025 : 621.36

VMOS TRANSISTOR
POWER APPLICATIONS

Bădilă, M., Steriu, M.-D., Rusu, A. : The power VMOS transistor — a new electronic component.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 49

The paper presents the structure, the technology and several of the VMOS power transistor applications.

DC 621.38.001

TUNNEL-EFFECTS
MICROPLASMS
BURST NOISE

Mihăilă, M. : Tunnel-effects in junctions generating burst-noise.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 53

The existence of some tunnel-effects in junctions generating burst-noise is experimentally established.

DC 529.11 : 621.039

DISTRIBUTED RESISTIVE STRUCTURES
ISOGONAL TRANSFORMATION

Manolescu, A., a.o. : Multiterminal distributed resistive structures used in microelectronics.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 57

The paper deals with the authors' contribution to the field of the distributed resistive structures analysis considered as functional structures. The advantages offered, as compared to the „classical” film resistive networks, are pointed out. A general analysis method is proposed.

DC 621.375.4

TRANSISTOR AMPLIFIERS
REPARTITION PARAMETERS

Iordănescu, S. : The repartition parameters utilization in designing the transistor amplifiers for microwaves.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 62

The method of characterizing the transistors by means of the repartition parameters, and their utilization in designing the transistor amplifiers for microwaves, is presented.

DC 621.317 : 681.18

MEASURING METHODS
MEASURING CONFIGURATIONS
AUTOMATIC SORTING

Buşe, M., Popescu, O. : Study of the possibilities to sort automatically the unijunction transistors.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 70

A study of the unijunction transistor I_g and I_p currents measuring methods, as well as the measuring configurations compatible with the automatic sorting and filing on the basis of a complete program are presented.

DC 621.317.63

FLICKERING IMAGES FUSION FREQUENCY
AUTOMATIC FREQUENCY SPANNING
DIGITAL DISPLAY

Negoescu, R. : Automatic digital flicker.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 73

The paper presents an analysis of the errors occurring in the classical measuring methods of the critical fusion frequency — a psychophysiological indicator used for evaluating the fatigue in the industrial work. A technical — methodological solution is presented, which allows the FCF automatic digital measurement to be made in the circumstances of accuracy increase and the possibility to reproduce the results.

DC 621.327.7

ELECTRIC MEASURE
ELECTRIC APPARATUSES

Penescu, C., a.o. : Digital phasemeter.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 79

A digital phasemeter accomplished by the author on the basis of the integrated circuits technology is described.

S O M M A I R E

CD 621.3.025 : 621.36

TRANSISTOR VMOS
APPLICATIONS DE PUISSANCE

Bădilă, M., Steriu, M.-D., Rusu, A. : Le transistor VMOS de puissance une composante électronique nouvelle.

E.E.A. — *Automatica şi electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 49

L'ouvrage présente la structure, la technologie et quelques-unes des applications des transistors de puissance VMOS.

CD 62.318.001

EFFETS-TUNNEL
MICROPLASMAS
BRUIT EN CRENEAUX

Mihăilă, M. : Effets-tunnel en jonctions qui génèrent le bruit en créneaux.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 2, iun 1979 p. 53

On établit expérimentalement l'existence de certains effets-tunnel en jonctions qui génèrent le bruit en créneaux.

CD 539.11 : 621.039

STRUCTURES RÉSISTIVES DISTRIBUÉES
TRANSFORMATION CONFORME

Manolescu, A. et autres : Structures résistives distribuées, multiterminales, utilisées en microélectronique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 57

L'article traite la contribution des auteurs dans le domaine de l'analyse des structures résistives distribuées, prises comme des structures fonctionnelles. On souligne les avantages offerts par rapport aux réseaux résistifs pelliculaires „classiques”. On propose une méthode générale d'analyse.

CD 621.375.4

AMPLIFICATEURS AUX TRANSISTORS
PARAMETRES DE REPARTITION

Iordănescu, S. : L'utilisation des paramètres de répartition dans le développement des amplificateurs aux transistors pour microondes.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 62

On présente la modalité de caractérisation des transistors à l'aide des paramètres de répartition et l'utilisation de ces paramètres dans la conception des amplificateurs aux transistors pour K microondes.

CD 621.317 : 681.18

METHODES DE MESURE
CONFIGURATION DE MESURE
SORTAGE AUTOMATIQUE

Bușe, M., Popescu, O. : Etude sur les possibilités de sortage automatique des transistors unijonction.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 70

Dans l'ouvrage on expose une étude sur les méthodes de mesure des courants I_p et I_v aux transistors unijonction, ainsi que les configurations de mesure compatibles avec le sortage et le classement automatique ayant comme principal élément un programme complet.

CD 621.317.63

FRÉQUENCE DE FUSION DES IMAGES
SCINTILLANTES
BALLAYAGE AUTOMATIQUE DE LA FREQUENCE
AFFICHAGE NUMÉRIQUE

Negoescu, R. : Flicker numérique automatique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 73

On fait une analyse des erreurs qui interviennent dans les procédés classiques de mesure de la fréquence critique de fusion — indicateur psychophysiologique utilisé pour l'évaluation de la fatigue dans les conditions de l'activité industrielle. On présente une solution technique et méthodologique qui permet la mesure automatique numérique FCF dans les conditions de l'acroissement substantiel de la précision et de la reproductibilité des résultats.

CD 621.317.7

MESURES ELECTRIQUES
APPAREILS ELECTRIQUES

Penescu, C. et autres : Phasemètre numérique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 2, iun 1979, p. 79

On décrit un phasemètre numérique réalisé par l'auteur qui a employé la technologie des circuits intégrés.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electrotehnica nr. 2

CZ 6213.025 : 621.36

TRANZISTOARE V MOS
APLICAȚII DE PUTERE

Tranzistorul V MOS de putere — o nouă componentă electronică

MARIAN BADILĂ, MIHAI — DAN STERIU ȘI ADRIAN RUSU * — BUCUREȘTI

Introducere

În prezent domeniul aplicațiilor de putere este acoperit aproape în întregime de către dispozitivele bipolare. Tranzistoarele MOS, deși au unele avantaje de necontestat și anume impedanță mare de intrare și stabilitate în raport cu temperatura, nu au putut fi realizate în domeniul de putere datorită limitărilor tehnologiei convenționale. Aceste limitări se concretizează în necesitatea unor suprafețe de semiconductor excesiv de mari și de aici, fiabilitate scăzută și prețuri de cost relativ mari.

Noua tehnologie VMOS (Vertical MOS) conservă avantajele structurii MOS și elimină dezavantajele menționate anterior, permițând obținerea unor densități de curent mari [1], [2], [3].

Lucrarea de față își propune să prezinte structura, tehnologia și câteva din aplicațiile tranzistoarelor de putere VMOS.

2. Structura V MOS

În figura 1a este prezentată o secțiune printr-un tranzistor VMOS cu canal indus de tip n [1, 2].

Spre deosebire de tranzistorul MOS convențional (fig. 1b) [3], la tranzistorul VMOS, drenea este chiar substratul n^+ , pe care s-a realizat dispozitivul. Tranzistoarele VMOS de putere sînt constituite din mai multe astfel de structuri, legate în paralel (fig. 2). Prezența drenei în partea inferioară facilitează interconectarea în paralel (pentru creșterea capacității de curent), în condiții de economisire a spațiului.

Stratul n^- , crescut printr-un proces de epitaxie, asigură o tensiune de străpungere drenă-

sursă ridicată, precum și o capacitate de reacție (C_{gd}) scăzută [3].

Obținerea zonei afectate canalului și a sursei se face prin două difuzii succesive, p respectiv n^+ ,

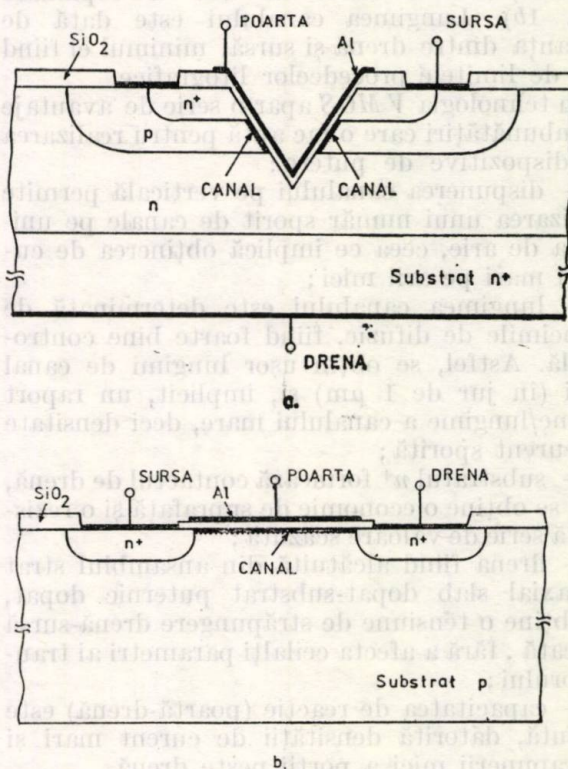


Fig. 1. a — Secțiune printr-un tranzistor VMOS cu canal indus de tip n ; b — secțiune printr-un tranzistor MOS convențional.

cu valori ale parametrilor de caracterizare asemănătoare cu cele pentru tranzistoarele bipolare (difuzia de bază, respectiv de emitor).

Corodarea anizotropică în formă de V, începînd din zona de sursă pînă în zona drenei (n^-), urmată de creșterea unui oxid subțire,

* Ing. Marian Bădilă este cercetător științific la C.C.S.I.T.S. — București, iar ing. Mihai-Dan Steriu și dr. ing. Adrian Rusu sînt asistent și respectiv șef de lucrări, la Institutul politehnic — București.

realizează zona de poartă [4]. O depunere de aluminiu formează poarta metalică și conectează sursa la zona p .

Procesul tehnologic are ca etapă finală o operație de pasivare pentru imunizarea dispo-

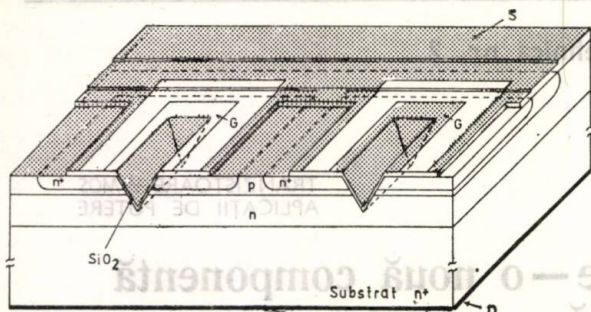


Fig. 2. Tranzistor VMOS de putere.

zitivului la efectul de contaminare (mai ales cu ioni de sodiu), în scopul obținerii de dispozitive stabile și fiabile.

Tranzistorul MOS convențional utilizează o singură difuzie pentru crearea zonelor de drenă și sursă, care în acest caz vor fi coplanare (fig. 1b). Lungimea canalului este dată de distanța dintre drenă și sursă, minimul ei fiind dat de limitele procedurilor litografice.

În tehnologia VMOS apar o serie de avantaje și îmbunătățiri care o fac aptă pentru realizarea de dispozitive de putere:

- dispunerea canalului pe verticală permite realizarea unui număr sporit de canale pe unitatea de arie, ceea ce implică obținerea de curenți mari pe arii mici;

- lungimea canalului este determinată de adâncimile de difuzie, fiind foarte bine controlabilă. Astfel, se obțin ușor lungimi de canal mici (în jur de $1 \mu\text{m}$) și, implicit, un raport lățime/lungime a canalului mare, deci densitate de curent sporită;

- substratul n^+ formează contactul de drenă, deci se obține o economie de suprafață și o rezistență serie de valoare scăzută;

- drenă fiind alcătuită din ansamblul strat epitaxial slab dopat-substrat puternic dopat, se obține o tensiune de străpungere drenă-sursă ridicată, fără a afecta ceilalți parametri ai tranzistorului;

- capacitatea de reacție (poartă-drenă) este scăzută, datorită densității de curent mari și suprapunerii mici a porții peste drenă.

2. Caracteristici electrice

Caracteristicile de ieșire ($I_D - V_{DS}$) ale unui tranzistor VMOS de putere au aceeași formă ca cele ale unui tranzistor MOS convențional, cu deosebirea că scara curenților acoperă o gamă cu 1—2 ordine de mărime mai mare (în figura 3a se indică ca exemplu caracteristicile de ieșire ale tranzistorului 2N6657 produs de

firma Siliconix). Conductanța de ieșire este scăzută, curbele fiind practic orizontale în regiunea de saturație.

Caracteristica de transfer ($I_D - V_{GS}$) este parabolică pînă la o anumită valoare a tensiunii de poartă, după care devine liniară (fig. 3b). Acest efect apare datorită saturării vitezei

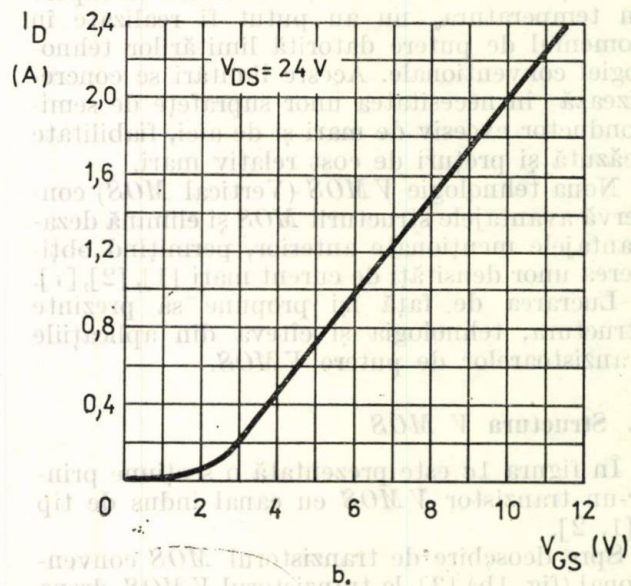
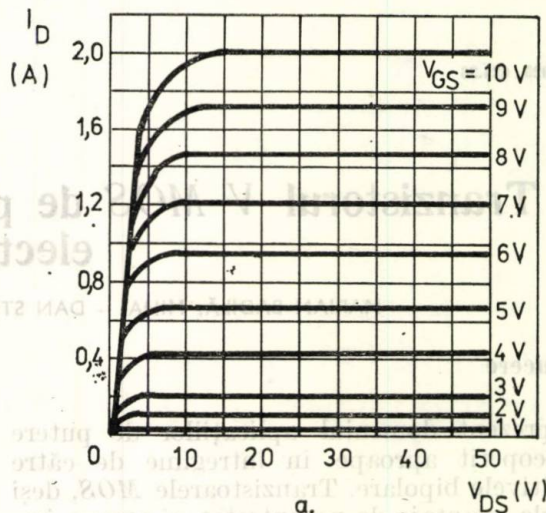


Fig. 3 a — Caracteristicile de ieșire ale unui tranzistor VMOS de putere; b — caracteristicile de transfer ale unui tranzistor VMOS de putere.

electronilor în câmpuri electrice intense. Ca urmare, transconductanța rămâne practic constantă pentru curenți mai mari decât o anumită valoare (aproximativ $0,4 \text{ A}$).

Rezistența drenă-sursă a unui tranzistor VMOS de putere crește cu temperatura cu $0,5-0,6 \text{ }^\circ\text{C}$, datorită scăderii mobilității electronilor. Aceasta are ca efect și scăderea curentului la creșterea temperaturii, deci face imposibilă ambalarea termică. Pentru a nu

depăși temperatura maxim admisibilă (150°C) trebuie totuși luate anumite măsuri.

În tabelul 1 se prezintă principalele tipuri de tranzistoare de putere *VMOS* anunțate de câteva firme producătoare [1, 5, 6]. Se poate constata că este acoperită o gamă largă de apli-

tențe de echilibrare, curenții tinzând să se repartizeze uniform între dispozitive. În figura 4 este prezentată schema unui circuit de semnalizare auto [7] cu ajutorul căruia autorii au verificat proprietățile enunțate la punctele 1 și 2, precum și alte avantaje care rezultă. Genera-

Principalele tipuri de tranzistoare *VMOS* de putere

Firma	Stadiu de livrare	Tip canal	Performanțe			Domeniu de frecvență de aplicație
			Tens. de străp.	Curent max.	Putere	
SILICONIX	Comercial	G	60V	2A	25W	RF (20W la 160MHz)
	Mostre	N				RF(10W la 400MHz)
	Mostre	N				RF(80W la 80MHz)
	Comercial	N	90V	2A	25W	AF
	Comercial	N				AF(50W la 30MHz)
	Mostre	N	100V	15A	80W	AF
FAIRCHILD	Mostre	N	400V	5A		AF
	Comercial	N	90V	2A	25W	AF
COMMUNICATION	Comercial	P	60V	2A	25W	AF
	Comercial	N	65V			
TRANSISTOR	Comercial	N	65V	10A		RF(100W la 175MHz)
	Comercial	N	65V	10A		RF(50W la 175MHz)

cații, de la domeniul *AF* la *RF*, la diverse nivele de putere. Performanțele atinse sînt într-o continuă creștere și tot mai multe firme se alătură grupului de producători de tranzistoare în tehnologie *VMOS*.

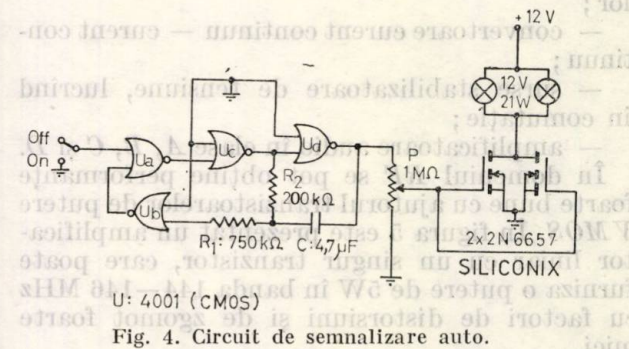
3. Aplicații

Tranzistoarele de putere *VMOS* prezintă anumite avantaje față de cele bipolare, precum și proprietăți specifice. Utilizarea lor are drept urmare simplificarea proiectării multor circuite, precum și realizarea economică a altora. În cele ce urmează se prezintă câteva dintre acestea [1]:

A. Impedanță foarte mare de intrare, deci necesitatea unui curent de comandă foarte mic (curentul de intrare care apare este datorat în special diodei Zener de protecție). Tranzistoarele *VMOS* pot fi astfel comandate direct de circuite cu impedanță de ieșire mare, deci, practic, de toate familiile de circuite integrate existente în prezent. O serie de facilități oferă circuitele *CMOS* datorită posibilității de a fi alimentate la tensiuni relativ mari (5–18V) asigurînd astfel tensiunile de poartă necesare obținerii unor curenți de drenă mari. Comanda se poate realiza însă și cu circuite *TTL* standard dar cu dezavantajul tensiunii de comandă relativ mici (3–4V); de aceea se preferă varianta „open collector”.

B. Coeficient de temperatură al curentului de drenă negativ și absența străpungerii secundare. Pentru aplicații care necesită curenți foarte mari, mai multe tranzistoare *VMOS* de putere pot fi legate în paralel fără a fi necesară o complicare a circuitului de comandă și fără rezis-

torul de impulsuri este realizat cu un circuit integrat *CMOS*: CD4001, care conține 4 porți SAU-NU și lucrează într-o schemă de relaxare pe frecvența de 1 Hz. Becurile de semnalizare



(12V/21W) în număr de două sînt comandate de un grup de două tranzistoare de putere *VMOS* (de tip 2N6657 Siliconix). Conectarea în paralel a fost impusă de limita maximă a curentului de drenă (2A). Comanda intensității luminoase se realizează cu ajutorul potențiometrului de 1MΩ, situat în circuitul de poartă, prin modificarea tensiunii poartă-sursă.

Dacă se ține seama și de constanța transconductanței, apar evidente avantajele folosirii unor astfel de tranzistoare în amplificatoarele de putere cu distorsiuni mici.

C. Timpi de comutație foarte mici, datorită faptului că lucrează cu purtători majoritari; tranzistoarele de putere *VMOS* pot comuta curenți mari (>1A) în intervale scurte (<5ns).

Devine astfel posibilă construcția unor periferice sau organe de execuție ultrarapide.

realizarea de dispozitive cu caracteristici electrice superioare în condiții economice avantajoase

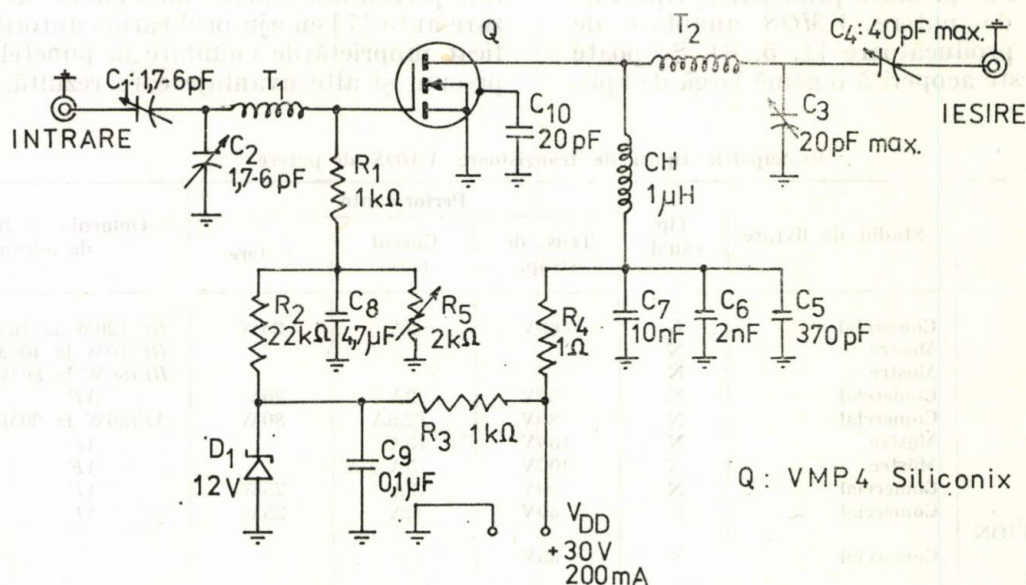


Fig. 5. Amplificator RF cu tranzistor VMOS de putere.

Pot fi realizate cu scheme simple și alte aplicații [1,7] ca :

- etaje de comandă pentru traductoare ultrasonice sau optice ;
- stabilizatoare de turație pentru motoare ;
- etaje de comandă în impulsuri ale laserilor ;
- convertoare curent continuu — curent continuu ;
- surse stabilizatoare de tensiune, lucrând în comutație ;
- amplificatoare audio în clase A, B, C și D.

În domeniul RF se pot obține performanțe foarte bune cu ajutorul tranzistoarelor de putere VMOS. În figura 5 este prezentat un amplificator linar cu un singur tranzistor, care poate furniza o putere de 5W în banda 144—146 MHz cu factori de distorsiuni și de zgomot foarte mici.

4. Concluzii

Tranzistorul MOS începe să se afirme din ce în ce mai mult și în domeniul puterilor mari. Utilizarea structurii verticale — VMOS — a permis

Printre caracteristicile electrice cele mai importante sînt : impedanța de intrare mare, lipsa ambalării termice și frecvența de lucru ridicată. Gama tot mai largă de aplicații în care se impune, concomitent cu îmbunătățirea limitelor maxime de funcționare fac ca tranzistorul VMOS să devină lider în domeniul aplicațiilor de putere în detrimentul tranzistoarelor bipolare.

Bibliografie

- [1] * * * VMOS Power FET Design Catalog — SILICONIX 1978.
- [2] Evans, A.D. Electronics, vol. 51, nr. 12, pag. 105.
- [3] Grove, A.S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare, București, Editura tehnică, 1973.
- [4] Rodgers, T.J., Meindl, J.A. IEEE Transactions on Electron Devices, ED-20, Nr. 5, pag. 226.
- [5] * * * Full Line Condensed Catalog — FAIRCHILD 1978.
- [6] * * * Product Information, Selector Guide/OEM Pricing — SILICONIX, oct 1977.
- [7] Rusu, A., Steriu, M.D. Raport de cercetare la contractul 343/78 între I.P.B. și I.C.C.E., oct 1978.

CZ 621.38.001

EFECTE-TUNEL
MICROPLASME
ZGOMOT DE EXPLOZIE

Efecte tunel în joncțiuni care generează zgomot de explozie*

MIHAI MIHĂILĂ ** — București

Introducere

Zgomotul de explozie (burst noise) se caracterizează prin apariția (în caracteristica de curent continuu a unei joncțiuni sau tranzistor) unor impulsuri de amplitudine constantă și durată aleatoare (fig. 1).

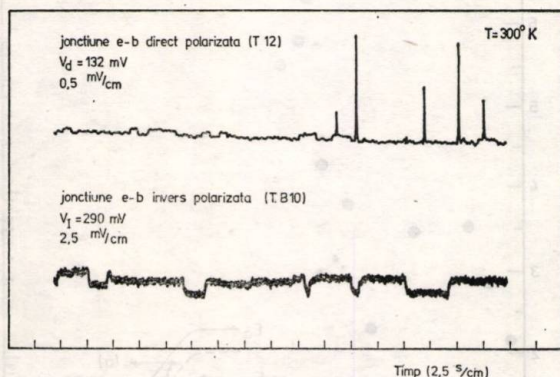


Fig. 1. Impulsurile de explozie apar într-o joncțiune emitor-bază atît în polarizare directă (T12), cit și în polarizare inversă (TB10).

Prin modul fizic de manifestare, fenomenul sugerează existența unor efecte-tunel la nivelul regiunii de sarcină spațială a joncțiunii care îl generează [1].

Dacă, într-adevăr, în generarea zgomotului de explozie de către o joncțiune $n^+ - p$ (ex.: emitor — bază) sînt implicate efecte-tunel, atunci joncțiunea trebuie să prezinte următoarele caracteristici:

- capacitate mai mare (consecință a îngustării regiunii de sarcină spațială); proprietatea este specifică diodelor tunel [2];
- tensiuni de străpungere mai mici (tot o consecință a îngustării regiunii de sarcină spațială), cu tendința ca străpungerea să fie suportată de microplasma;
- efecte-tunel în caracteristica directă curent-tensiune.

Lucrarea își propune să verifice experimental aceste ipoteze originale pentru joncțiuni emitor-bază, cunoscut fiind faptul că ele sînt principala sursă de zgomot de explozie în tranzistoare bipolare [3—5].

* Lucrarea a fost prezentată la CAS-ICCE/1978.

** Ing. Mihăilă, M. este cercetător științific la I.C.C.E.-București.

1. Rezultate experimentale

1.1. Capacitatea joncțiunilor cu zgomot de explozie

Apariția fenomenelor-tunel la nivelul joncțiunii emitor-bază este condiționată de lățimea regiunii de sarcină spațială (w), care cu cît este mai mică face ca probabilitatea de tunelare să crească și joncțiunea să prezinte o capacitate mai mare.

Măsurată la 1 MHz, capacitatea joncțiunilor cu zgomot de explozie este mai mare, comparativ cu o joncțiune în care fenomenul nu se manifestă (fig. 2). Fenomenul se explică (Grove-Fitzgerald [6]) prin apariția unei joncțiuni induse de cîmp (în bază), a cărei capacitate crescută (w mic) este în paralel cu capacitatea totală a joncțiunii (fig. 2, insert). Joncțiuni induse de cîmp pot să apară și prin inversia emitorului. Deși mai greu de explicat din punct de vedere fizic, golirea (inversia) emitorului poate avea loc în condițiile în care suprafața

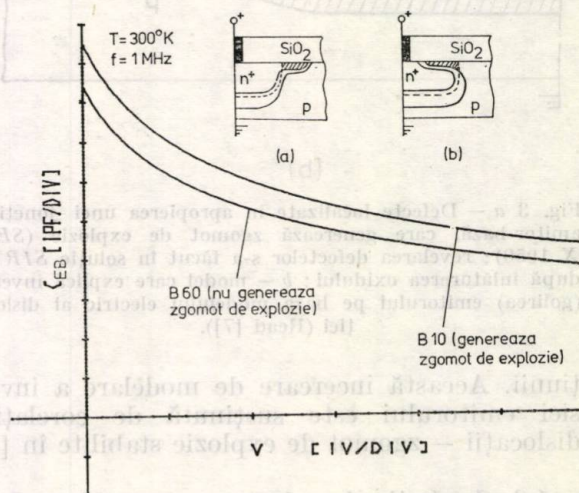


Fig. 2. — Joncțiunile emitor-bază care generează zgomot de explozie (B 10) prezintă o capacitate mai mare față de joncțiunile în care fenomenul nu apare (B 60); B 10 și B 60 au aceiași parametri tehnologici.

este puternic afectată de defecte localizate în apropierea regiunii de sarcină spațială (fig. 3 a). Conform modelului Read [7], „miezul” unei dislocații prezintă legături libere („dangling bonds”) cu caracter acceptor. Într-un semiconductor de tip n , în jurul liniei dislocației se crează o regiune de golire (regiune de sarcină spațială). Nu este exclus ca în aceste condiții

să apară o zonă de inversie a emitorului (fig. 3b), deci a unei joncțiuni induse a cărei capacitate (în paralel) se adaugă capacității totale a jonc-

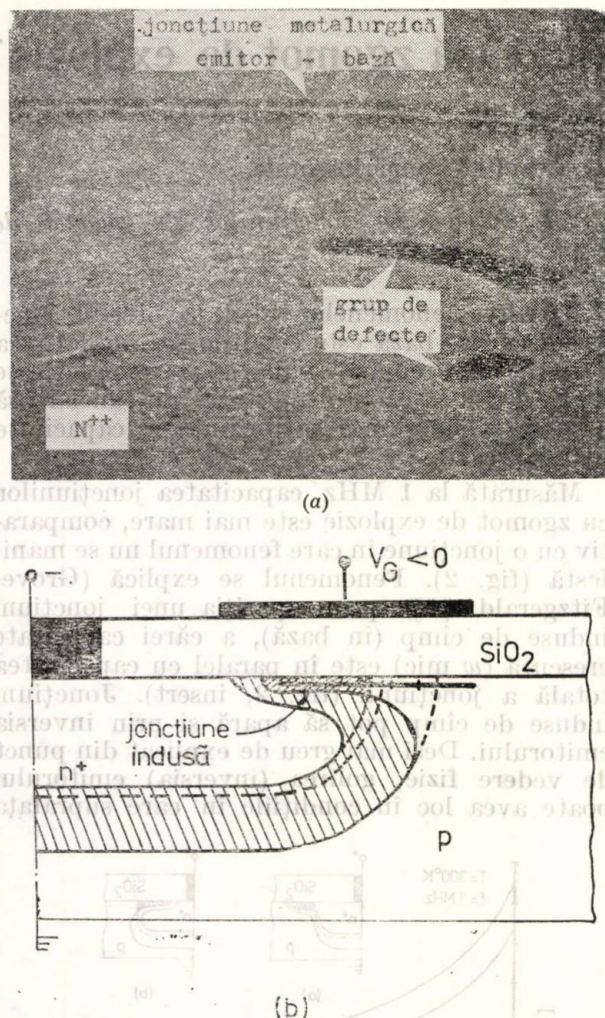


Fig. 3 a — Defecte localizate în apropierea unei joncțiuni emitor-bază, care generează zgomot de explozie (SEM, X 1950); revelarea defectelor s-a făcut în soluție SIRTLL, după înlăturarea oxidului; b — model care explică inversia (golirea) emitorului pe baza modelului electric al dislocației (Read [7]).

țiunii. Această încercare de modelare a inversiei emitorului este susținută de corelațiile dislocații — zgomot de explozie stabilite în [8].

1.2. Corelații microplasma — zgomot de explozie

În timpul experimentărilor s-a observat că dacă o joncțiune emitor-bază direct polarizată generează impulsuri de explozie, atunci la polarizări inverse mai mici decât tensiunea de străpungere (ex. 290 mV) ea generează impulsuri similare (vezi fig. 1).

O caracteristică importantă a acestor joncțiuni, observată pe 89 tranzistoare, este aceea că străpungerea este suportată de microplasma. În caracteristică inversă, microplasma se manifestă ca zone de rezistență negativă însoțite de

oscilații (fig. 4). În plajele de curent în care se manifestă microplasma apar maxime în caracteristica număr de impulsuri de explozie-curent (fig. 4). Mai precis, aceste maxime apar la curenții la care se manifestă

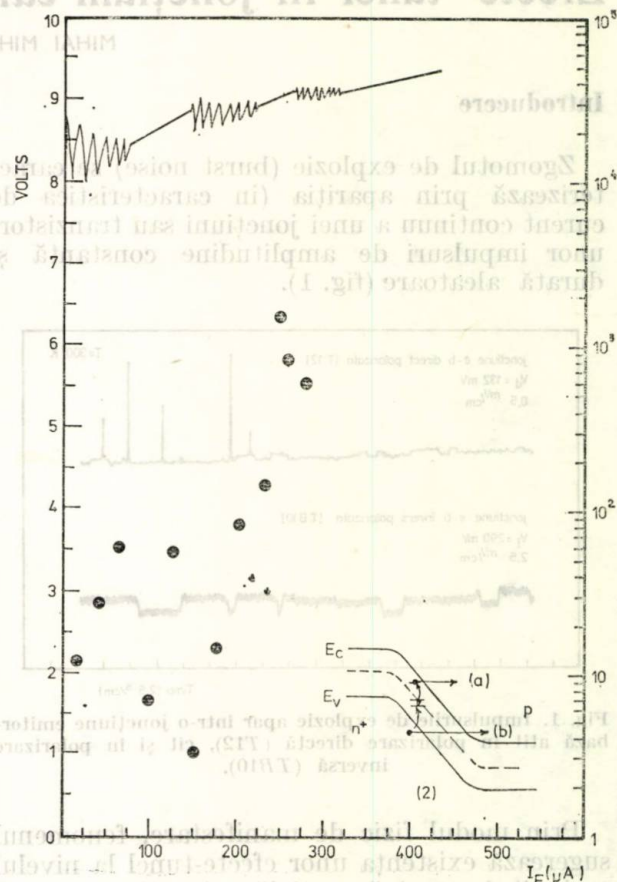


Fig. 4. — În caracteristica de străpungere a joncțiuni emitor-bază (tr. T 1) apar zone de rezistență negativă cărora le corespund maxime în caracteristica nr. imp. de explozie/minut — curent.

discontinuități în caracteristica inversă. Impulsurile de explozie au fost detectate în colectorul tranzistorului T 1, formate, amplificate și numărate timp de 20 minute pentru fiecare valoare de curent. Rezultate asemănătoare se obțin și pentru tranzistoare dopate cu aur. Aceste rezultate constituie, pînă în prezent, cea mai elocventă dovadă a corelației microplasma — zgomot de explozie și contrazic total rezultatele lui Knott [9].

Chynoweth-Pearson [10] au arătat că microplasma apar preferențial în zonele în care dislocațiile traversează regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni. Este știut că dislocațiile introduc nivele adinci în banda interzisă a siliciului (fig. 4, insert 2). Procesul (a) este un caz tipic de emisie stimulată de cîmp prin intermediul acestor nivele. Un astfel de proces conduce la formarea microplasmelor într-o joncțiune $p-n$. Procesul (b) este un proces Zener ideal.

Având în vedere cele arătate anterior, nu este hazardat să se presupună că nivelele introduse de dislocații favorizează, la tensiuni inverse mici, manifestarea unor efecte tunel (premergătoare avalanșei), iar la străpungere fac ca avalanșa să fie suportată de microplasma. Se subliniază faptul că distribuția acestor nivele introduse de dislocații în banda interzisă este neuniformă, existind chiar posibilitatea formării unor benzi de nivele care în polarizare directă favorizează apariția unor fenomene de tunelare.

1.3. Efecte tunel în joncțiuni emitor-bază cu zgomot de explozie

Caracteristicile directe ale joncțiunilor emitor-bază studiate prezintă particularități (anomalii), care pot fi interpretate luând în considerare efecte-tunel la nivelul regiunii de sarcină spațială.

În cele ce urmează se vor prezenta pe scurt câteva anomalii interpretabile.

Hsu — Whittier — Mead [3] consideră că o caracteristică de genul celei prezentate în figura 5 este specifică joncțiunilor cu zgomot de explozie. În aceste joncțiuni, conform celor arătate de Reddi [11], apar curenți în exces determinați de tunelarea purtătorilor din stratul de inversie în banda de valență prin intermediul unor nivele situate la mijlocul benzii interzise (fig. 5, insert).

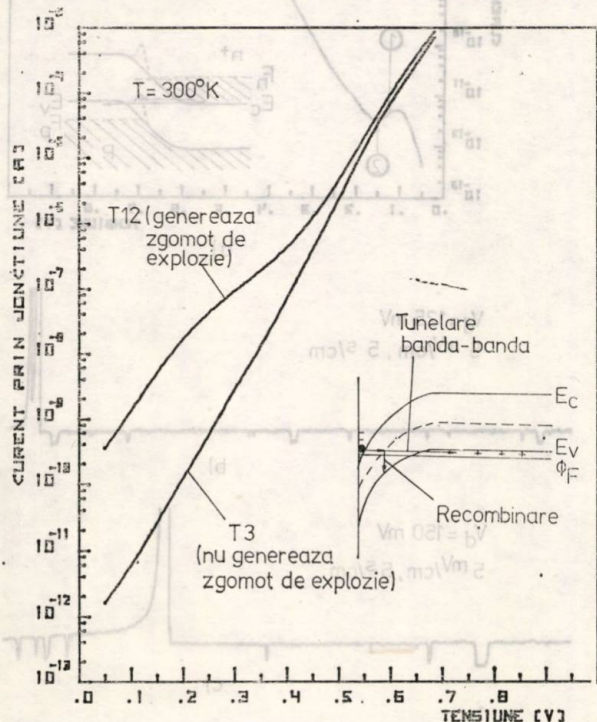


Fig. 5. — Caracteristică directă a joncțiunilor $e-b$ care generează zgomot de explozie (T_{12}) prezintă curenți în exces.

Forma caracteristicii este dictată de procesul de tunelare — recombinare. În ultimă instanță acest tip de caracteristică directă este analog

unei caracteristici de diodă-tunel degradată puternic prin iradiere [12] și este singura formă specifică joncțiunilor cu zgomot de explozie semnalată, până în prezent, în literatura de specialitate.

Mult mai des întâlnite sînt caracteristicile de forma celei prezentate în figura 6 a (pentru $T = 25^\circ\text{C}$) care, în aparență, nu prezintă abateri mari de la forma ideală. În jurul valorii de

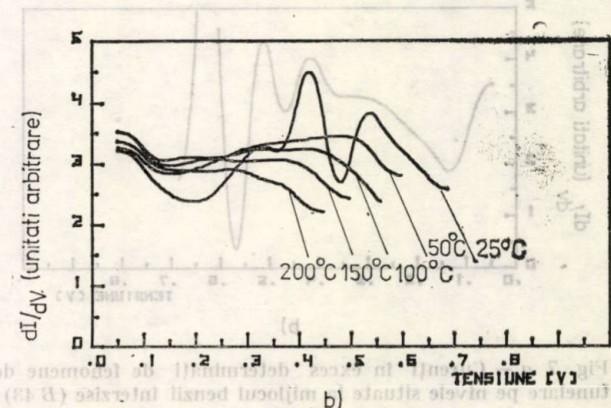
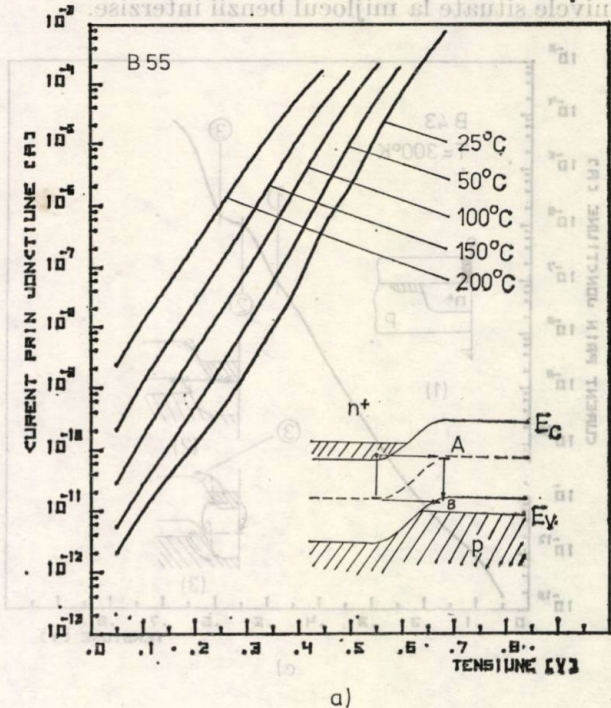


Fig. 6 a — Anomalii frecvent întâlnite în caracteristicile directe ale joncțiunilor cu zgomot de explozie (B 55); b — caracteristică dI/dV prezintă o așa-numită „structură”, care implică existența unor efecte tunel în joncțiune.

0,45 (V) caracteristica prezintă o „cocoașă” (hump), care dispare prin creșterea temperaturii. Apariția unei structuri în caracteristica dI/dV (fig. 6b, 25°C) justifică presupunerea că acest curent în exces este determinat, conform modelului Chynoweth — Feldmann — Logan (fig. 6, insert) [13], de procese de tranziție în trepte (unul din ele fiind de tunelare), tranziții în

care sînt implicate procese de interacțiune electron-fonon (Esaki [14], Logan [15]). De altfel, tranziția verticală $A-B$ (fig. 6), corespunzînd capturii de gol în modelul Shockley — Read — Hall, are loc prin schimb de fononi [16].

Un foarte interesant fenomen este prezentat în figura 7. În jurul valorii de $0,55\text{ V}$ ($E_C/2q$) în caracteristică ($B\ 46$, pct. 2) apare o „cocoașă”, care, conform Chang-Esaki-Tsu [17] este determinată de fenomene de tunelare rezonantă pe nivele situate la mijlocul benzii interzise.

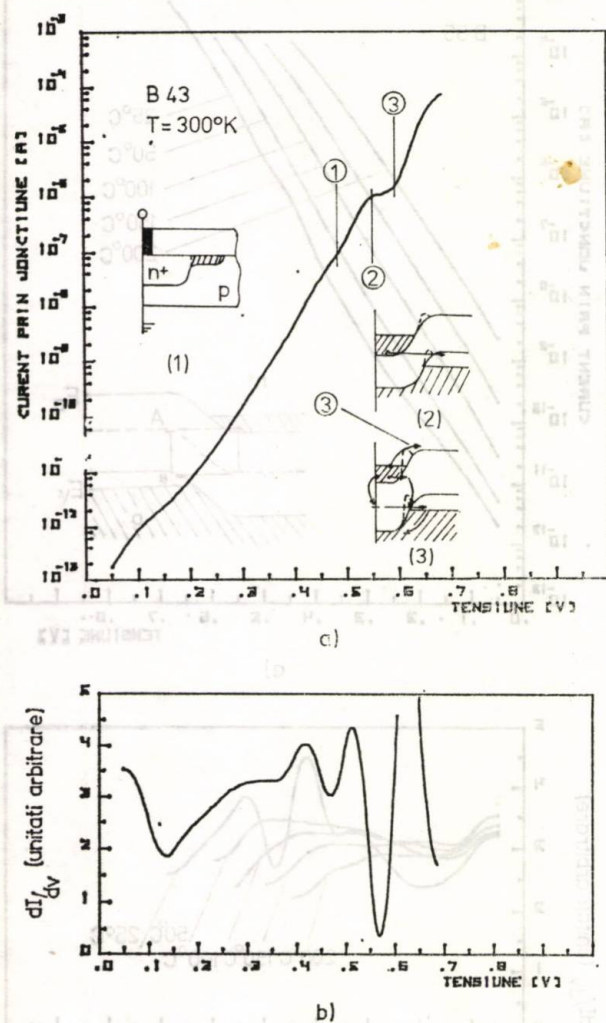


Fig. 7 a — Curenți în exces determinați de fenomene de tunelare pe nivele situate la mijlocul benzii interzise ($B\ 43$); b — caracteristica dI/dV corespunzătoare.

Pentru explicarea fenomenului se admite inversia zonei p^+ (a bazei, fig. 7 a, insert 1). Punctul 1 pe caracteristică corespunde unui proces de tunelare bandă — bandă (7 a, insert 2), favorizat mult și de prezența unui defect la nivelul regiunii de sarcină spațială, care poate produce o puternică deformare a benzilor (curbele punctate). În punctul 2 se declanșează un proces de tunelare pe nivele (introduse, probabil, de dislocații), situate la mijlocul benzii, urmat de recombinare sau, conform Kar — Dahlke [18],

recombinare pe stări de suprafață situate la mijlocul benzii, urmat de tunelare în banda de valență. În punctul 3 curentul de difuzie devine dominant. Caracteristica dI/dV , corespunzătoare, este prezentată în figura 7 b.

Mai mult decît oricare din exemplele prezentate pînă acum, exemplul acesta susține ipoteza (înaintată în § 1.2) referitoare la existența unor benzi de nivele (impurități) în banda interzisă, cu o distribuție îngustă în energie (cîteva zeci de meV). Pe lîngă faptul că favorizează apariția efectelor-tunel, aceste benzi de impurități se pot încărca și descărca aleatoriu, generînd astfel impulsuri de explozie.

Un efect-tunel clar apare în joncțiunea emitor-bază a tranzistorului $B\ 46$ (fig 8) în plaja de tensiuni specifică unei diode Esaki. Și în acest caz prezența unui defect favorizează între (50—

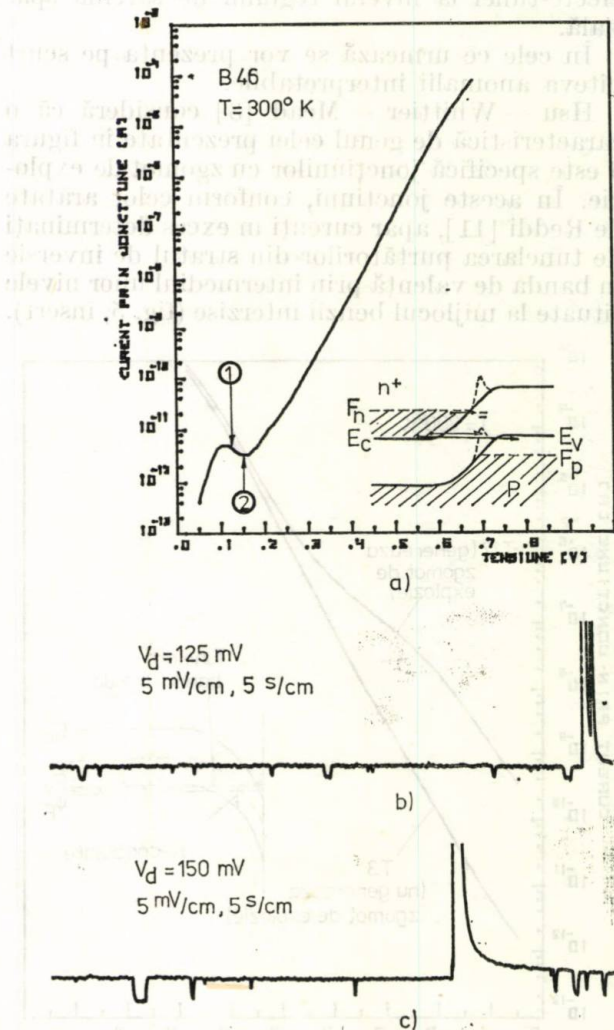


Fig. 8 a — Efect-tunel clare în joncțiunea emitor-bază a tranzistorului $B\ 46$; b — și c — polarizată la 125 mV, respectiv 150 mV, joncțiunea generează zgomot de explozie.

—100) mV un proces de tunelare bandă-bandă. Nivelele introduse de defect favorizează apariția unui curent de recombinare, curent care

devine dominant la 150 mV (pct. 2 pe caracteristică).

În zona de rezistență negativă ($V_a = 125$ mV — punctul 1 și $V_a = 150$ mV — punctul 2) joncțiunea generează impulsuri de explozie (fig. 8 b, respectiv 8 c).

Concluzii

S-a stabilit că joncțiunile care generează zgomot de explozie prezintă, comparativ cu o joncțiune în care fenomenul nu apare, o capacitate crescută. Acest fapt se explică luind în considerație existența unor defecte în apropierea periferiei joncțiunii, defecte care (conform modelului Read al dislocației), prin formarea unor zone de inversie, conduc la apariția unor joncțiuni induse. Capacitatea joncțiunii induse contribuie astfel la mărirea capacității totale a joncțiunii.

Prezența defectelor este justificată prin stabilirea unor relații microplasma — zgomot de explozie.

În producerea microplasmelor sînt implicate fenomene de emisie stimulată de cîmp prin intermediul unor nivele energetice introduse în banda interzisă de defecte care traversează regiunea de sarcină spațială. Prezența acestor nivele, a căror distribuție energetică este neuniformă, favorizează apariția unor efecte-tunel, evidențiate în lucrare pentru joncțiuni direct polarizate.

Efectele de tunelare rezonantă observate în această lucrare sînt consecința existenței unor benzi de impurități în banda interzisă a siliciului. În aceste condiții se înaintează ipoteza că zgomotul de explozie ia naștere prin încărcarea și descărcarea aleatoare a acestor benzi de impurități.

Bibliografie

- [1] Card, W.H., Chaudhari, P.K. Characteristics of Burst Noise. In: Proc. IEEE (Lett.), vol. 53, 1965, p. 652—653.

- [2] Esaki, L. New Phenomenon in Narrow Germanium $p-n$ Junctions. In: Phys. Rev. (Lett.), vol. 109, 1958, p. 603—604.
- [3] Hsu, S.T., Whittier, R.J. Characterization of burst noise in silicon devices. In: Solid — St. Electron., vol. 12, 1969, p. 867—878.
- [4] Hsu, S.T., Whittier, R.J., Mead, C.A., Physical model for burst noise in semiconductor devices. In: Solid-St. Electron, vol. 12, 1969, p. 1055—1071.
- [5] Conti, M. Surface and bulk effects in low frequency noise in NPN planar transistors. In: Solid-St. Electron, vol. 13, 1970, p. 1461—1469.
- [6] Grove, A.S., Fitzgerald, D.J. The Origin of Channel Currents Associated with P^+ Regions in Silicon. In: IEEE Tr. on Electron. Dev., vol. ED-12, 1965, p. 619—626.
- [7] Read, W.T. Theory of Dislocations in Germanium. In: Phil. Mag., vol. 45, 1954, p. 775—796.
- [8] Martin, J.C., Blasquez, G., de Cacqueray, A., de Brebisson, M., Schiller, C. L'effet des dislocations cristallines sur le bruit en creneaux des transistors bipolaires au silicium. In: Solid-St. Electron, vol. 15, 1972, p. 739—744.
- [9] Knott, K.F. Burst Noise and Microplasma Noise in Silicon Planar Transistors. In: Proc. IEEE (Lett.), vol. 58, 1970, p. 1368—1369.
- [10] Chynoweth, A.G., Pearson, G.L. Effect of Dislocations on Breakdown in Silicon $p-n$ Junctions. In: J. Appl. Phys., vol. 29, 1958, p. 1103—1110.
- [11] Reddi, V.G.K. Influence of surface conditions on silicon planar transistor current gain. In: Solid-St. Electron., vol. 10, 1967, p. 305—334.
- [12] Pierce, C.B., Kantz, A.D. Defects Introduced in Neutron-Irradiated Esaki Diodes. In: J. Appl. Phys., vol. 34, 1963, p. 1496—1503.
- [13] Chynoweth, A.G., Feldmann, W.L., Logan, R.A. Excess Tunnel Current in Silicon Esaki Junctions. In: Phys. Rev., vol. 121, 1961, p. 684—694.
- [14] Esaki, L. Discovery of the Tunnel Diode. In: IEEE Tr. on Electron. Dev., vol. ED-23, 1976, p. 644—647.
- [15] Logan, R.A. In: Tunneling Phenomena in Solids, ed. by Burnstein-Lundquist, Plenum Press, 1969, p. 147.
- [16] Lax, M. Cascade Capture of Electrons in Solids. In: Phys. Rev., vol. 119, 1960, p. 1502—1523.
- [17] Chang, L.L., Esaki, L., Tsu, R. Resonant tunneling in semiconductor double barriers. In: Appl. Phys. Lett., vol. 24, 1974, p. 593—595.
- [18] Kar, S., Dahlke, W.E. Potentials and direct current in Si — (20 to 40Å) SiO_2 — metal structures. In: Solid-St. Electron., vol. 15, 1972, p. 869—875.

CZ 539.11 : 621.039

STRUCTURI REZISTIVE
TRANSFORMARE CONFORMĂ

Structuri rezistive distribuite multiterminale utilizate în microelectronică

ANTON MANOLESCU, ANCA MANUELA MANOLESCU, DOREL HOMENTCOVSCHI, CORNELIU BURILEANU * — București

Introducere

Tendințele actuale de ridicare continuă a gradului de complexitate a circuitelor microelectronice cer ca, pe lângă utilizarea la nivel de producție de masă a celor mai avansate tehnologii, să se îmbunătățească continuu și modul

de concepere a circuitelor, în fază inițială de proiectare. Un exemplu al efortului desfășurat în acest sens îl constituie și încercarea de utilizare a stocurilor rezistive distribuite.

Apărute ca o dezvoltare firească a rețelelor rezistive de precizie realizate cu straturi subțiri, utilizate în mod curent în circuitele integrate hibride sau monolitice [1, 2], structurile rezistive distribuite încearcă să folosească deli-

* Dr. ing. Manolescu, A. și dr. ing. Manolescu A.M. sînt șefi de lucrări, dr. ing. Homentcovschi — lector și Burileanu, C. — inginer la I.P.B.

berat aspectul bidimensional al cîmpului electric într-o peliculă rezistivă subțire [3]. Avantajele oferite față de rețelele rezistive peliculare obișnuite sînt: micșorarea numărului de interconexiuni, micșorarea importanței defectelor, eliminarea elementelor parazite, utilizarea maximă a substratului, disiparea mai uniformă a puterii și altele. În cele ce urmează se vor expune pe scurt rezultatele obținute în utilizarea structurilor rezistive distribuite multiterminale în cadrul laboratorului de cercetare al catedrei Dispozitive, circuite și aparate electronice din I.P.B.

Analiza structurilor rezistive distribuite

O primă problemă care apare în fața oricărei încercări de utilizare a unei structuri rezistive distribuite într-un circuit microelectronic este calculul. Proprietățile electrice ale unui astfel de structuri rezultă din configurația particulară a cîmpului electric în structură, care, la rîndul ei, este determinată de forma geometrică și rezistivitatea domeniului rezistiv, precum și, de poziția terminalelor conductoare pe conturul domeniului, figura 1 a. De aceea, analiza oricărei

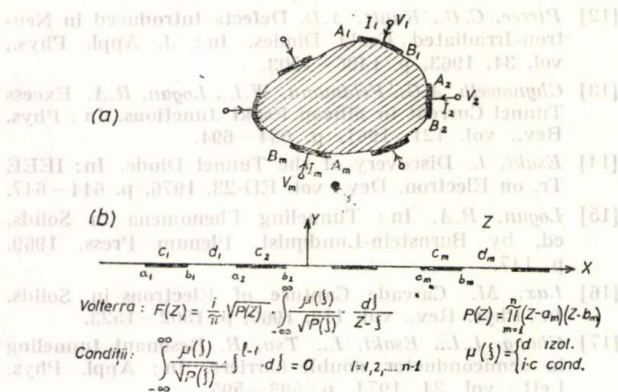


Fig. 1. a — Structură rezistivă distribuită multiterminală de o formă oarecare; b — transformarea conformă corespunzătoare pe semiplanul superior.

structuri rezistive distribuite trebuie să pornească de la aceste informații inițiale, teoria clasică a rețelelor electrice cu parametri concentrați nefiind utilizabilă.

În literatură nu există disponibile date despre o metodă generală, unitară, privind analiza structurilor rezistive distribuite multiterminale. Cu excepția unor metode particulare de analiză [3, 4, 5] metodele generale de analiză întâlnite sînt numai procedee de calcul numeric [6], fără o bază analitică în strînsă legătură cu fenomenul fizic. De aceea una din primele probleme care au trebuit rezolvate în cadrul laboratorului de cercetare al I.P.B. a fost aceea de a stabili o metodă de analiză generală adecvată.

S-a arătat [7, 8] că la baza alcătuirii unei astfel de metode pot sta două idei esențiale: 1 — transformarea conformă pe semiplan a

domeniului distribuit studiat și 2 — calculul matricelor electrice echivalente pornind de la soluția problemei la limită a lui Volterra.

Transformarea conformă pe semiplan (fig. 1 b) este posibilă datorită naturii bidimensionale a problemei și a caracterului Laplaceian al cîmpului electric dintr-o astfel de structură în condițiile uzuale de funcționare. De aceea, relațiile dintre tensiunile și curenții ce caracterizează structura pot fi mai ușor determinate prin asocierea funcțiilor de variabilă complexă, după modelul utilizat și în alte probleme de cîmpuri electrostatice sau electrocinetice care au un caracter Laplace-ian [10]. Transformarea conformă se dovedește deosebit de utilă în analiza structurilor distribuite rezistive deoarece, ne permite în mod simplu aducerea tuturor domeniilor de interes practic studiate la o formă standard — semiplanul superior — teoria matematică a funcțiilor complexe arătîndu-ne, totodată, posibilitățile simple de echivalare din punct de vedere al proprietăților externe ale structurilor de diferite forme [8].

Avînd structura distribuită adusă la forma canonică a semiplanului superior se poate vedea cu ușurință că din punct de vedere matematic, determinarea cîmpului electric într-un punct oarecare al structurii revine la soluționarea unei probleme de condiții la limită mixte tip Volterra pentru funcția complexă de potențial $F(Z)$ [10]. În acest fel problema analizei structurilor rezistive distribuite de orice formă și cu un număr oarecare de terminale capătă o rezolvare analitică generală. Determinarea relațiilor dintre mărimile caracteristice la borne (curenți, tensiuni) cu scopul calculării matricelor nedefinite echivalente s-a arătat că revine la explicitarea condițiilor de existență a soluției problemei lui Volterra pentru domeniul distribuit studiat [7, 8], figura 1 b.

Metoda de analiză prezentată mai sus se remarcă printr-o serie de avantaje distincte față de încercările similare existente în literatură. În primul rînd ea este în esență o metodă de calcul analitică, avînd la bază o teorie matematică bine dezvoltată și verificată pînă acum în alte ramuri ale științei. De asemenea, utilizarea condițiilor de existență a soluției problemei lui Volterra pentru calculul matricelor electrice echivalente cere numai cunoașterea poziției pe axa reală a capetelor segmentelor conductoare, așa cum rezultă în urma transformării conforme pe semiplan. În sfîrșit, o structură odată analizată poate fi imediat echivalentă cu o alta avînd altă formă, pe baza proprietăților transformărilor conforme [8].

Utilizarea structurilor distribuite cu 2 terminale

Structurile cu 2 terminale reprezintă forma de utilizare cea mai des întâlnită în practică. Încă de la apariția primelor circuite integrate,

rezistențele electrice necesare funcționării circuitelor au fost realizate sub forma unor benzi din pelicule subțiri depuse sau difuzate. În funcție de valorile electrice necesare și de spațiul disponibil aceste benzi pot avea diferite forme, problema calculului rezistenței electrice și a densității de curent într-o astfel de structură fiind una din primele soluționate, în literatura de specialitate existând numeroase date privitoare la aceste aspecte [2, 5, 13]. Aceleași rezultate sînt regăsite pe o cale mai simplă, cu ajutorul metodei de calcul propuse.

Structuri distribuite rezistive cu 3 terminale

Utilizarea de bază a structurilor distribuite cu 3 terminale o constituie posibilitatea de înlocuire a atenuatorilor rezistivi în π sau în T clasici, calibrați pentru o anumită calibrare și impedanță caracteristică, figura 2. Renunțarea la varianta discretă aduce în acest caz o serie din avantajele enunțate mai sus, dar, dificultatea calculului apare evidentă, chiar și în acest caz relativ simplu.

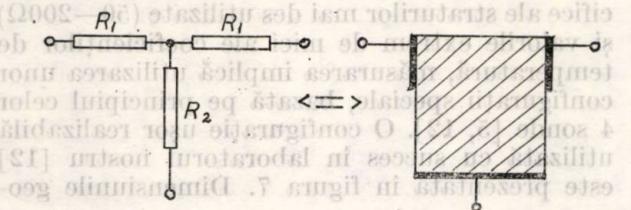


Fig. 2. Atenuatori distribuiți dreptunghiulari.

Forma uzual citată în literatură este cea rectangulară, fiind cea mai accesibilă calculului analitic simplu, diagrame de proiectare și alte variante de formă triunghiulară sau romboidală fiind publicate în literatură [3, 4]. Există de asemenea și aplicații industriale pentru realizarea atenuatorilor de bandă largă [11].

În cazul cînd dorim să obținem atenuatori rezistivi distribuiți care să aibă impedanța caracteristică de 600Ω (sau mai mare), realizarea practică devine dificilă datorită faptului că, principial, structurile distribuite, datorită compactității lor, prezintă impedanțe la borne de ordinul de mărime al rezistenței specifice R_s a straturilor utilizate. Cum pentru structurile de înaltă stabilitate folosite aceasta are valori între $50 \div 200 \Omega/\square$, ar rezulta dimensiuni geometrice realizabile cu mari erori pentru o structură distribuită dreptunghiulară.

Mult mai ușor pot fi obținuți atenuatori distribuiți de 600Ω dacă se utilizează structura TRIDENT propusă de autori [8] (fig. 3) la care mărirea impedanței caracteristice se face prin lungirea brațelor structurii. Așa cum s-a arătat [8], la această structură atenuarea și impedanța caracteristică pot fi reglate în mod destul de independent prin modificarea raportului de divizare a lățimii, respectiv a raportu-

lui lungime/lățime, figura 4. Această proprietate ușurează mult sinteza atenuatorului, fiind, în același timp, utilă la ajustarea precisă ale valorilor finale ale structurii în timpul fabricației.

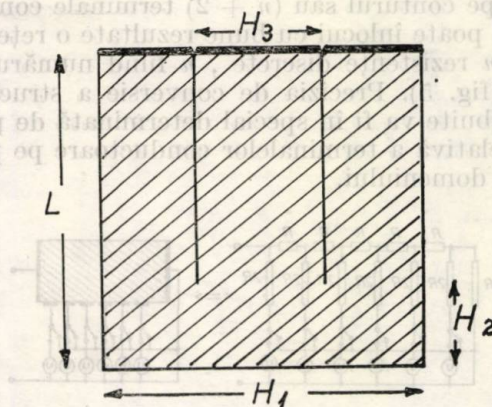


Fig. 3. Atenuator distribuit TRIDENT.

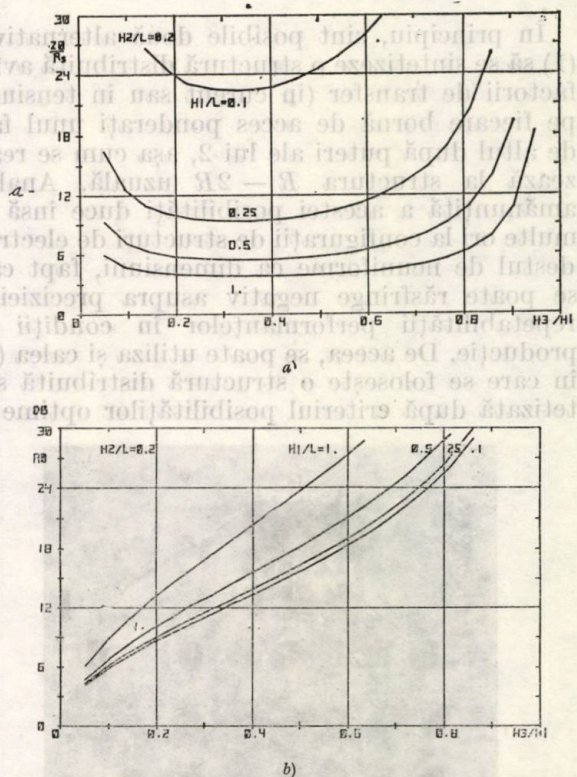


Fig. 4. Variația impedanței caracteristice Z_0/R_s (a) și a atenuării A_0 (b) în funcție de raportul h_3/h_1 la un atenuator TRIDENT (simbolurile sînt cele folosite în fig. 3).

Cu astfel de structuri s-au obținut destul de simplu atenuatori calibrați cu impedanța caracteristică de 600Ω și atenuatori cuprinse între 6 dB și 40 dB, cu o precizie de 1% [8].

Structuri distribuite rezistive cu mai multe terminale

Avantajul eliminării interconexiunilor atunci cînd se folosesc structurile distribuite în locul rețelelor de rezistențe discrete apare mai evident

în cazul structurilor multiterminale. Aplicația cea mai frecventă a acestora se întâlnește la realizarea convertoarelor D/A și A/D . O structură distribuită de o formă oarecare având plasate pe conturul său $(n + 2)$ terminale conductoare poate înlocui cu bune rezultate o rețea de $2 \times n$ rezistențe discrete, n fiind numărul de biți (fig. 5). Precizia de conversie a structurii distribuite va fi în special determinată de poziția relativă a terminalelor conductoare pe periferia domeniului.

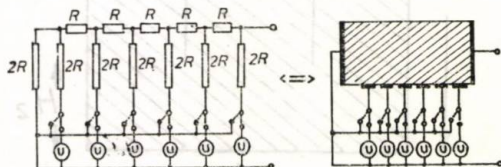


Fig. 5. Înlocuirea unei rețele de conversie tip $R-2R$ printr-o structură distribuită multiterminală.

În principiu, sînt posibile două alternative: (1) să se sintetizeze o structură distribuită avînd factorii de transfer (în curent sau în tensiune) pe fiecare bornă de acces ponderați unul față de altul după puteri ale lui 2, așa cum se realizează la structura $R-2R$ uzuală. Analiza amănunțită a acestei posibilități duce însă de multe ori la configurații de structuri de electrozi destul de neuniforme ca dimensiuni, fapt care se poate răsfrînge negativ asupra preciziei și repetabilității performanțelor în condiții de producție. De aceea, se poate utiliza și calea (2), în care se folosește o structură distribuită sintetizată după criteriul posibilităților optime de

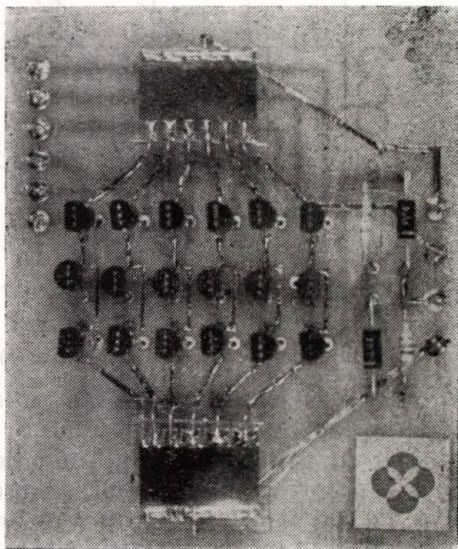


Fig. 6. Convertor D/A cu 6 biți realizat cu structuri rezistive distribuite.

realizare, urmînd ca pe baza factorilor de transfer calculați pe această structură să se facă corecția corespunzătoare la generatorii de curent sau tensiune care comandă structura. Experi-

mentele făcute cu o astfel de variantă se arată promițătoare; în figura 6 se prezintă modelul experimental al unui convertor D/A cu 6 biți realizat cu structuri rezistive distribuite [8].

Alte aplicații

O serie de aplicații ale structurilor distribuite apar în diferite alte domenii în care prezența caracterului distribuit este de neînlăturat (de exemplu considerarea rezistenței finite a interconexiunilor într-un circuit microelectronic) sau dimpotrivă, caracterul distribuit este utilizat. Din această ultimă categorie vom da mai jos 2 exemple studiate în detaliu în laboratorul nostru.

a. Măsurarea rezistenței specifice și a coeficientului de temperatură a straturilor subțiri

Măsurarea precisă a rezistenței specifice și a variației sale cu temperatura este de o mare importanță pentru realizarea circuitelor hibride care utilizează rezistențe peliculare. Avînd în vedere valorile relativ mici ale rezistenței specifice ale straturilor mai des utilizate ($50-200\Omega$) și valorile extrem de mici ale coeficienților de temperatură, măsurarea implică utilizarea unor configurații speciale, bazată pe principiul celor 4 sonde [5, 12]. O configurație ușor realizabilă utilizată cu succes în laboratorul nostru [12] este prezentată în figura 7. Dimensiunile geo-

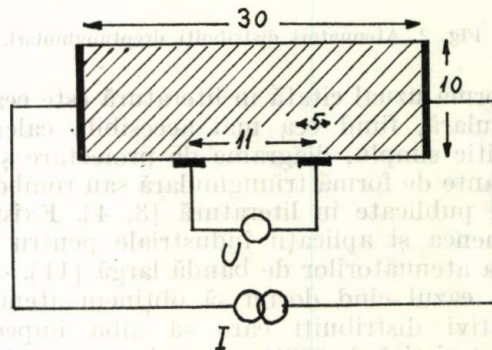


Fig. 7. Configurație distribuită cu 4 electrozi pentru măsurarea rezistenței specifice și a coeficientului de temperatură a straturilor subțiri (dimensiuni în unități arbitrare).

metrice au fost astfel alese încît indicația obținută pe un ohmetru de precizie cu 4 borne de tipul HP-34 703/34 750 să fie chiar rezistența specifică a stratului. La modificarea temperaturii, erorile introduse de coeficientul de temperatură mare al terminalelor conductoare la o astfel de structură sînt minime, permițînd măsurarea precisă a unor coeficienți de ordinul a $lppm/^{\circ}C$.

b. Modelarea unor probleme de transformări conforme cu ajutorul structurilor rezistive distribuite

Posibilitatea de realizare precisă a unor structuri rezistive distribuite de forme variate și cu

diferite configurații de electrozi poate fi cu succes utilizată și în rezolvarea unor probleme matematice dificile care apar în diferite domenii de aplicare a teoriei cîmpurilor. Un astfel de exemplu îl constituie determinarea aproximației inițiale a pozițiilor unor puncte transformate conform pe semiplan, în vederea introducerii de date în programe de analiză numerică. Problema este echivalentă cu aflarea constantelor care intervin la transformarea conformă cu ajutorul formulei lui Schwarz-Christoffel.

Metodele de modelare descrise în literatură [14] utilizează modele realizate din hîrtie rezistivă și măsurători relativ complicate, fapt care limitează precizia determinărilor.

Bazîndu-se pe o teorie generală a structurilor rezistive distribuite multiterminale cu puncte izolatoare sau conductoare pe frontieră [15], autorii au dezvoltat o metodă simplă de determinare a pozițiilor pe axa reală, utilizînd un model de forma dorită, avînd plasate pe frontieră în punctele de interes puncte conductoare [8]. Pe baza unor măsurători simple de impedanțe de transfer în aceste puncte rezultă în mod simplu și cu o precizie suficientă pozițiile pe semiplan căutate (fig. 8).

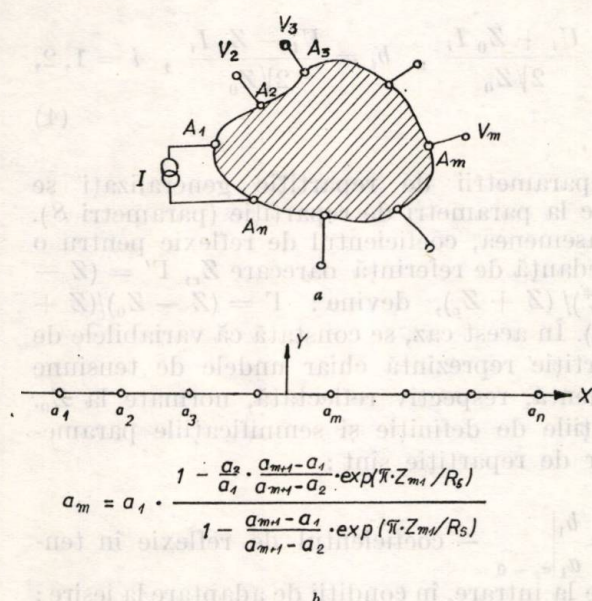


Fig. 8 — Determinarea experimentală a punctelor din transformarea conformă pe semiplan cu ajutorul unui model distribuit.

Concluzii

Prezentarea sumară a câtorva din problemele legate de utilizarea structurilor distribuite rezistive în circuitele microelectronice permite obser-

varea varietății direcțiilor de dezvoltare de care, probabil, se vor ocupa cercetările și aplicațiile în acest domeniu. Disponind (în cadrul laboratorului de circuite microelectronice hibride cu straturi subțiri al Catedrei dispozitive, circuite și aparate electronice din I.P.B.) de o bază suficientă pentru realizarea acestor circuite, precum și de programe de calcul elaborate pe baza metodelor prezentate sumar mai sus, s-au produs, deocamdată cu titlu experimental, diferite tipuri de structuri rezistive distribuite cu aplicații imediate. În viitor, în urma definitivării procedeelor de fabricare și testare, va fi posibilă și microproducția de circuite pasive și active, bazate pe aceste structuri. Sintem convinși, totodată, că o parte din rezultatele generale obținute de autori prin metodele de analiză pot fi utilizate și în alte domenii, referitoare la proiectarea și funcționarea circuitelor integrate.

Bibliografie

- [1] ... Hybrid circuit Technology Keeps Rolling, Electronics, vol. 49, nr. 15, 22 iulie, 1976, p. 91—109.
- [2] Berry, R.W., Hall, P.M., Harris, M.T. Thin Film Technology, Van Nostrand, Princeton, 1968.
- [3] Herskowitz, G.J. editor. Computer Aided Integrated Circuit Design, cap. 10, New-York, Mc.Graw Hill, 1968.
- [4] Integrated Device and Connection Technology, vol. III, Prentice Hall, Bell Telephone Labs. Inc., editor, 1971.
- [5] Hall, P.M. Resistance Calculations for Thin Film Patterns, Thin Solid Films, vol. 1, 1967/1968, p. 277.
- [6] Chawla, B.R., Gummel, H.K., Boundary, A. Technique for Calculation of Distributed Resistance, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-17, oct. 1970, p. 915—925.
- [7] Homencovschi, D., Manolescu, A., Manolescu, A.M., Burileanu, C. A General Approach to Analysis of Distributed Resistive Structures. In: IEEE Transactions on Electron Devices, iulie 1978.
- [8] Manolescu, A. Structuri rezistive distribuite peliculare cu aplicații în microelectronică, teză de doctorat, I.P.B., 1977.
- [9] Tihonov, A.N., Samarski, A.A. Ecuațiile fizicii matematice, Ed. tehnică, București, 1956.
- [10] Iacob, C. Introducere matematică în mecanica fluidelor, Ed. Academiei, București, 1952.
- [11] ... Schichtschaltungen, Datenbuch, Siemens AG, München, R.F.G., 1972/1973.
- [12] Manolescu, A.M. Contribuții la studiul și realizarea circuitelor integrate hibride, Teză de doctorat, I.P.B., 1977.
- [13] Manolescu, A.M. Aspecte privind proiectarea rezistențelor cu straturi subțiri, Automatica și Electronica, vol. 20, nr. 2, 1976, p. 57—60.
- [14] Filciakov, P.F. Cislennie i graficeskie metodi prikladnoi matematiki, Kiev, 1970.
- [15] Homencovschi, D., Manolescu, A., Manolescu, A.M., Burileanu, C. Calculation of Thin Film Distributed Resistive Structures. In: Proceedings of IEEE, iulie, 1978.

CZ 621.375.4

Utilizarea parametrilor de repartiție în proiectarea amplificatoarelor cu tranzistoare pentru microunde

SERGIU IORDĂNESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Reprezentarea tranzistoarelor sub formă de diporți, caracterizați prin parametri hibridi h , sau de admitanță y , constituie o metodă larg aplicată în analiza și sinteza circuitelor cu tranzistoare. Dificultățile ridicate de măsurarea acestor parametri la frecvențe peste 100 MHz — măsurătorile care implică condiții de scurtcircuit fiind afectate de tendința de intrare în oscilație a tranzistoarelor — impun utilizarea unui alt set de patru parametri: parametri S (de repartiție) care, prin natura lor, sînt ușor de determinat cu tehnicile curent folosite în microunde, condițiile de adaptare în care sînt efectuate măsurătorile înălțurînd pericolul oscilațiilor.

Pe baza parametrilor de repartiție se poate efectua o analiză unitară atît a elementelor active, cît și a circuitelor pasive de adaptare și se pot dezvolta metode grafice și analitice eficiente de proiectare a amplificatoarelor cu tranzistoare pentru microunde. Implementarea acestora pe un calculator de birou duce la creșterea apreciabilă a vitezei și preciziei de lucru.

1. Parametri de repartiție

Extinzînd relațiile obținute în cazul unui uniporț [1] și considerînd impedențe de referință diferite la intrare și ieșire, pentru diportul din figura 1 se poate scrie relația matriceală:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

în care:

S'_{ij} sînt parametrii de repartiție generalizați ai diportului, a_1, a_2 — variabilele de repartiție de incidentă:

$$a_i = \frac{U_i + Z_i I_i}{2\sqrt{\operatorname{Re} Z_i}}, \quad i = 1, 2, \quad (2)$$

iar b_1, b_2 sînt variabilele de repartiție de reflexie:

$$b_i = \frac{U_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{\operatorname{Re} Z_i}}, \quad i = 1, 2, \quad (3)$$

unde* indică valoarea complex conjugată.

* Ing. Iordănescu S. este cercetător la Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare-București.

AMPLIFICATOARE CU TRANZISTOARE
PARAMETRI DE REPARTIȚIE

În majoritatea aplicațiilor se consideră aceeași impedență de referință pentru intrare și ieșire — impedența caracteristică Z_0 a liniilor de transmi-

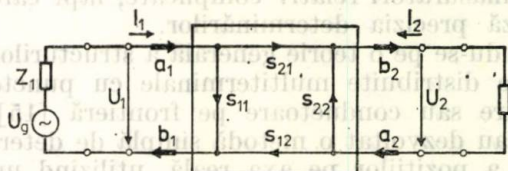


Fig. 1. — Diport caracterizat prin parametrii de repartiție.

siune cu care se conectează diportul între generator și sarcină — reală și pozitivă. Expresiile variabilelor de repartiție devin:

$$a_i = \frac{U_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}}, \quad b_i = \frac{U_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}}, \quad i = 1, 2, \quad (4)$$

iar parametrii de repartiție generalizați se reduc la parametri de repartiție (parametri S). De asemenea, coeficientul de reflexie pentru o impedență de referință oarecare Z_r , $\Gamma = (Z - Z_r^*)/(Z + Z_r)$, devine: $\Gamma = (Z - Z_0)/(Z + Z_0)$. În acest caz, se constată că variabilele de repartiție reprezintă chiar unde de tensiune incidentă, respectiv reflectată, normate la Z_0 . Relațiile de definiție și semnificațiile parametrilor de repartiție sînt:

$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$ — coeficientul de reflexie în tensiune la intrare, în condiții de adaptare la ieșire;

$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$ — coeficientul de transmisie în sens invers, în condiții de adaptare la intrare;

$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$ — coeficientul de transmisie în sens direct, cu ieșire adaptată;

$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$ — coeficientul de reflexie la ieșire, cu intrare adaptată.

Aceste relații indică și procedura de măsură a parametrilor S : măsurători de reflexie și de transmisie, efectuate cu ajutorul voltmetrului vectorial sau al analizorului de rețele, în condiții de adaptare. Trebuie remarcat că, folosind segmente de linii fără pierderi, de lungimi electrice cunoscute, se pot efectua măsurători precise și asupra elementelor de circuit plasate la o anumită distanță de punctele de măsură. În figura 2

jel introduse de liniile de cuplaj și alimentare, la ieșirea cuplorului de referință se conectează un segment de linie terminat în gol. Atenuatoarele de la ieșirea divizorului de putere elimină erorile care ar putea fi introduse de semnalul reflectat de tranzistorul măsurat. Impedanța caracteristică a liniilor este de 50 ohmi. În figura 3 sînt prezentate rezultatele măsurătorilor de parametri S în funcție de frecvență

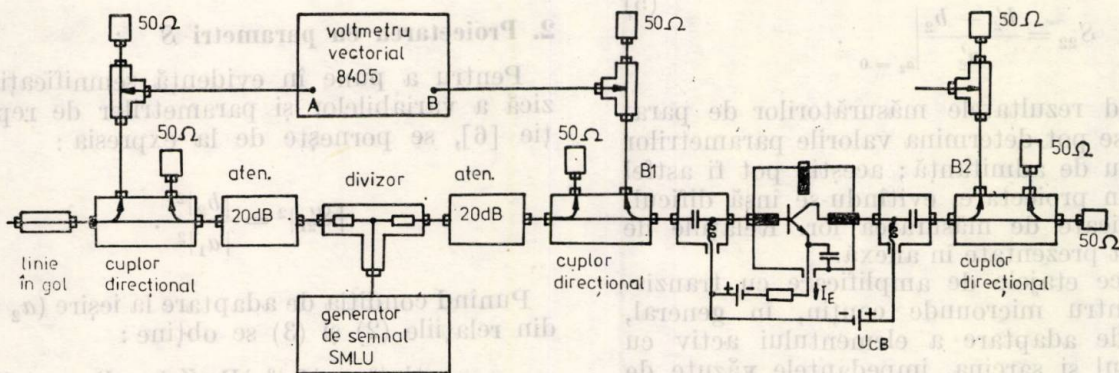


Fig. 2. Montaj pentru măsurarea parametrilor S_{11} , S_{22} (B1) și S_{21} , S_{12} (B2).

este prezentat un montaj de măsură a parametrilor S , pentru frecvențe pînă la 1 GHz, utilizînd voltmetrul vectorial HP 8405 A [2]. Semnalul de referință A este cules printr-un cuplor direcțional terminat în gol, semnalul reflectat (pentru S_{11} și S_{22}) obținîndu-se la borna B 1. Para-

pentru un tranzistor BFW 92 cu $f_T = 1,6$ GHz, în capsulă tip *stripline*.

Pentru tranzistoarele care lucrează în clasa C, determinarea parametrilor S_{11} și S_{21} se efectuează în același mod ca la funcționarea liniară, cu asigurarea polarizării corespunzătoare și a unui

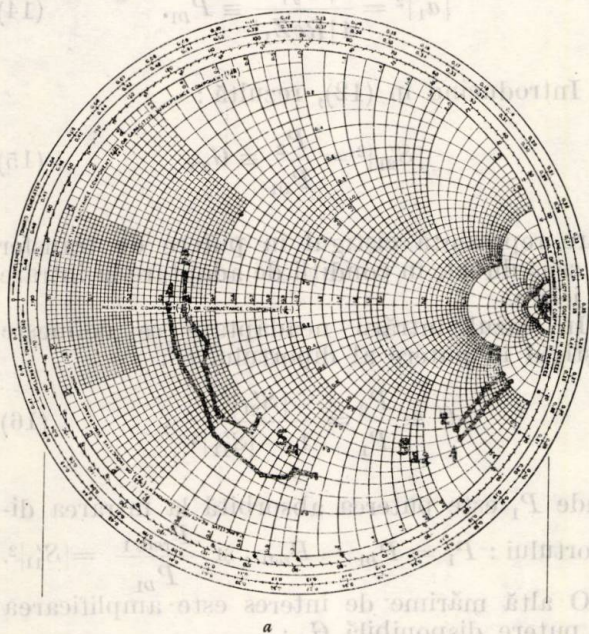
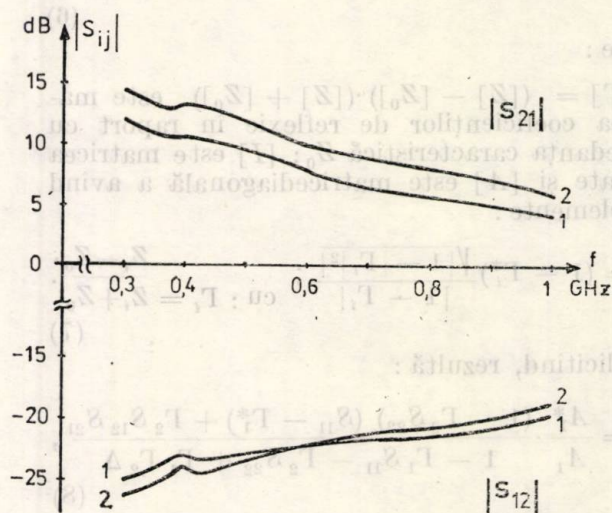


Fig. 3. Variația cu frecvența a parametrilor S pentru tranzistorul BFW 92, în punctele de funcționare 1 ($U_{CB} = 5$ V, $I_E = 2$ mA) și 2 ($U_{CB} = 5$ V, $I_E = 5$ mA).



metrii de transfer impun folosirea celui de al treilea cuplor (borna B 2). Măsurarea parametrilor S_{12} și S_{22} se realizează prin conectarea inversă a tranzistorului. Pentru compensarea defaza-

nivel adecvat al semnalului la intrare. În schimb, procedura de măsură a parametrilor S_{12} și S_{22} trebuie modificată pentru a fi posibilă păstrarea condițiilor de funcționare în clasă C. Se menține

tranzistorul conectat în sens direct și se efectuează o măsurătoare suplimentară [3] pentru același semnal la intrare $a'_1 = a_1$, dar modificând impedanța de sarcină (prin conectarea în paralel a unor linii de 50 ohmi, adaptate, de lungimi egale). Scriind sistemul (1) — cu parametri S — pentru cele două măsurători și prelucrând ecuațiile, rezultă

$$\begin{aligned} S_{12} &= \frac{b'_1 - b_1}{a'_2} \Big|_{a_2=0}, \\ S_{22} &= \frac{b'_2 - b_2}{a'_2} \Big|_{a_2=0}. \end{aligned} \quad (5)$$

Folosind rezultatele măsurătorilor de parametri S , se pot determina valorile parametrilor hibridi sau de admitanță; aceștia pot fi astfel utilizați în proiectare, evitându-se însă dificultățile ridicate de măsurarea lor. Relațiile de calcul sînt prezentate în anexă.

Deoarece etajele de amplificare cu tranzistoare pentru microunde conțin, în general, circuite de adaptare a elementului activ cu generatorul și sarcina, impedanțele văzute de la tranzistor către generator sau sarcină diferă de impedanța caracteristică Z_0 față de care s-au efectuat măsurătorile. Ca urmare, este necesară deducerea expresiilor unor parametri de repartitie în funcție de parametrii S măsurați și de coeficienții de reflexie spre generator Γ_1 și sarcină Γ_2 , expresii care constituie chiar parametrii de repartitie generalizați S' . Se demonstrează [4] relația matricială:

$$[S'] = [A]^{-1} ([S] - [\Gamma^*]) \cdot ([I] - [\Gamma] \cdot [S])^{-1} \cdot [A^*], \quad (6)$$

unde:

$[\Gamma] = ([Z] - [Z_0]) \cdot ([Z] + [Z_0])^{-1}$ este matricea coeficienților de reflexie în raport cu impedanța caracteristică Z_0 ; $[I]$ este matricea unitate și $[A]$ este matricediagonală a avînd ca elemente:

$$A_i = (1 - \Gamma_i^*) \frac{\sqrt{1 - |\Gamma_i|^2}}{|1 - \Gamma_i|}; \quad \text{cu: } \Gamma_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0}. \quad (7)$$

Explicitînd, rezultă:

$$S'_{11} = \frac{A_1^*}{A_1} \cdot \frac{(1 - \Gamma_2 S_{22})(S_{11} - \Gamma_1^*) + \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta}, \quad (8)$$

$$S'_{12} = \frac{A_2^*}{A_1} \cdot \frac{S_{12}(1 - |\Gamma_1|^2)}{1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta}, \quad (9)$$

$$S'_{21} = \frac{A_1^*}{A_2} \cdot \frac{S_{21}(1 - |\Gamma_2|^2)}{1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta}, \quad (10)$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^*}{A_2} \cdot \frac{(1 - \Gamma_1 S_{11})(S_{22} - \Gamma_2^*) + \Gamma_1 S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta}, \quad (11)$$

unde:

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}.$$

Rezultate identice se pot obține aplicînd calculul cu grafuri de fluență [5] la rețeaua din figura 1.

2. Proiectarea cu parametri S

Pentru a pune în evidență semnificația fizică a variabilelor și parametrilor de repartitie [6], se pornește de la expresia:

$$|S'_{21}|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2}. \quad (12)$$

Punînd condiția de adaptare la ieșire ($a_2 = 0$), din relațiile (2) și (3) se obține:

$$|b_2|^2 = |I_2|^2 \cdot \operatorname{Re} Z_2 \equiv P_2, \quad (13)$$

care constituie puterea activă în sarcină. În condiții de adaptare la intrare ($b_1 = 0$, $U_1 = \frac{U_g}{2}$), puterea furnizată diportului este chiar puterea disponibilă la poarta 1-1' (P_{D1});

$$|a_1|^2 = \frac{|U_g|^2}{4 \operatorname{Re} Z_1} \equiv P_{D1}. \quad (14)$$

Introducînd în (12), rezultă:

$$|S'_{21}|^2 = \frac{P_2}{P_{D1}} \equiv G_T, \quad (15)$$

care reprezintă cîștigul în putere de transfer în sens direct, în condiții de adaptare la intrare și ieșire.

În cazul intrării neadaptate se definește cîștigul în putere al diportului G :

$$G \equiv \frac{P_2}{P_1} = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2}, \quad (16)$$

unde P_1 este puterea absorbită la intrarea diportului: $P_1 = P_{D1} - P_{\text{refl.1}}$ și $\frac{P_{\text{refl.1}}}{P_{D1}} = |S'_{11}|^2$.

O altă mărime de interes este amplificarea în putere disponibilă G_D :

$$G_D \equiv \frac{P_{D2}}{P_{D1}} = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{22}|^2}, \quad (17)$$

P_{D2} fiind puterea disponibilă la ieșirea diportului.

Trebuie remarcat că, în relațiile (13) și (14), Z_2 și Z_1 sînt impedanțele văzute de la diport spre sarcină, respectiv generator; acestea diferă de valorile efective ale impedanțelor Z_g și Z_s (în general $Z_g = Z_s = Z_0$), datorită efectului de transformare de impedanță exercitat de circuitele de adaptare. În situația întâlnită la măsurătorile de parametri S , unde lipsesc circuitele de adaptare și întregul sistem (generator, linii de transmisiune și alimentare, sarcină) are aceeași impedanță Z_0 , în formulele (15) — (17) parametrii de repartitie generalizați vor fi înlocuiți cu parametrii S .

Utilizînd relațiile (8)–(11), expresiile cîștigurilor în putere pe care le poate realiza un etaj de amplificare devin:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|^2}, \quad (18)$$

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_2|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\operatorname{Re}[\Gamma_2 C_2]}, \quad (19)$$

$$G_D = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)}{1 - |S_{22}|^2 + |\Gamma_1|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2\operatorname{Re}[\Gamma_1 C_1]}, \quad (20)$$

unde $C_i = S_{ii} - \Delta \cdot S_{jj}^*$; $i, j = 1, 2$; $i \neq j$.

De asemenea, din (8) și (11) rezultă expresiile coeficienților de reflexie văzuți spre intrare și ieșirea diportului pentru $Z_1 = Z_0$ și impedanță de sarcină Z_2 oarecare, respectiv pentru $Z_2 = Z_0$ și impedanță de generator Z_1 oarecare:

$$S'_{ii} = S_{ii} + \frac{\Gamma_j S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_j S_{jj}}; \quad i, j = 1, 2; \quad i \neq j. \quad (21)$$

tat la intrare și ieșire (deci, pot fi reprezentate direct pe o diagramă Smith, figura 3), se pot figura atît contururi de stabilitate cît și de cîștig constant, deosebit de utile în proiectarea amplificatoarelor cu tranzistoare pentru microunde.

a. Cercuri de stabilitate

Procedura de proiectare implică, ca prim pas, analiza stabilității circuitului. Diportul este absolut stabil dacă, pentru orice terminare pasivă, partea reală a impedanțelor de intrare și ieșire este pozitivă, ceea ce corespunde condițiilor:

$$|S'_{11}| < 1, \quad |S'_{22}| < 1. \quad (22)$$

Dacă una din condițiile (22) nu este îndeplinită pentru anumite valori ale terminațiilor pasive, rețeaua este potențial instabilă; pentru a asigura stabilitatea este necesar ca partea reală, pozitivă, a coeficientului de reflexie văzut spre generator sau sarcină să fie mai mare decît cea negativă a impedanței de intrare, respectiv ieșire. Considerînd ecuația (21) cu $i = 1, j = 2$, planul coeficientului de reflexie văzut spre sarcină Γ_2 poate fi împărțit în două regiuni, corespunzătoare valorilor pozitive și negative ale părții reale a impedanței de intrare. Punînd condiția $|S'_{11}| = 1$, se deduce ecuația cercului care delimitează, în planul Γ_2 , regiunea de stabilitate la intrare în funcție de impedanța de sarcină (fig. 4.):

$$\left| \Gamma_2 - \frac{O_2^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2. \quad (23)$$

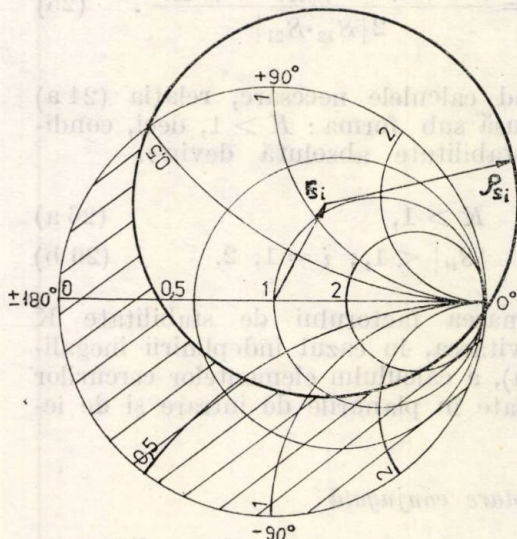
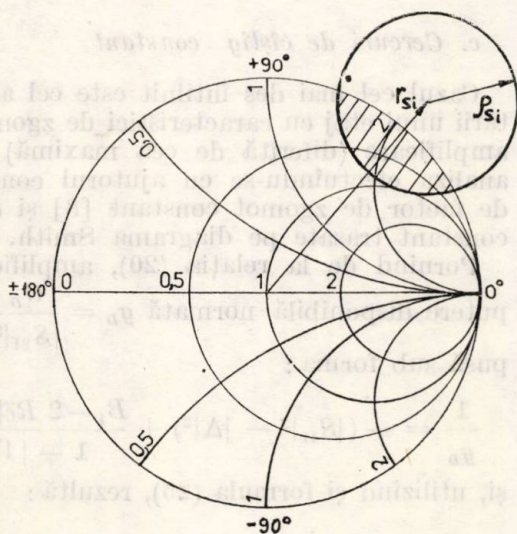


Fig. 4. Cercuri de stabilitate pentru $|S_{ii}| < 1$; zonele de instabilitate sînt hașurate.

Pe baza formulelor de mai sus și beneficiînd de faptul că parametrii S_{11} și S_{22} sînt chiar coeficienți de reflexie ai diportului adap-

Dacă partea reală a impedanței de intrare este pozitivă pentru $\Gamma_2 = 0$ ($|S_{11}| < 1$) și cerul (23) nu include originea, regiunea de stabili-

tate este exterioară acestuia; cînd include originea, stabilitatea este asigurată în regiunea din interiorul său. Situația este inversă dacă $\operatorname{Re}(Z_{in}) < 0$ pentru $\Gamma_2 = 0$ ($|S_{11}| > 1$). Concluzii similare se deduc și din analiza stabilității la ieșire în funcție de impedanța de generator văzută la bornele diportului (planul Γ_1).

Condițiile de stabilitate absolută, pentru toată suprafața diagramei Smith, sînt deci:

$$||r_{si}| - \rho_{si}| > 1, \quad i = 1, 2, \quad (24 \text{ a})$$

$$|S_{ii}| < 1, \quad (24 \text{ b})$$

cu:

$$r_{si} = \frac{C_i^*}{|s_{ii}|^2 - |\Delta|^2}, \quad \rho_{si} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{ii}|^2 - |\Delta|^2} \right|.$$

Dacă există zone de instabilitate în interiorul cercului unitar al diagramei Smith, se poate obține stabilitatea condiționată fie în cazul în care impedanța de sarcină și de generator determină o impedanță de intrare, respectiv ieșire, cu partea reală pozitivă (regim de lucru în afara zonei de instabilitate), fie asigurînd impedanțe de generator și de sarcină cu partea reală, pozitivă, mai mare decît cea negativă a impedanței de intrare, respectiv ieșire (regim de lucru în zona de instabilitate).

Pentru o exprimare mai sintetică a condițiilor de stabilitate absolută, se definește factorul de stabilitate al lui Rollett K ($K^{-1} = C =$ factorul Linvill);

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12} \cdot S_{21}|}. \quad (25)$$

Efectuînd calculele necesare, relația (24 a) poate fi pusă sub forma: $K > 1$, deci, condițiile de stabilitate absolută devin:

$$K > 1, \quad (26 \text{ a})$$

$$|S_{ii}| < 1, \quad i = 1, 2. \quad (26 \text{ b})$$

Determinarea factorului de stabilitate K permite evitarea, în cazul îndeplinirii inegalității (26 a), a calculului elementelor cercurilor de stabilitate în planurile de intrare și de ieșire.

b. Adaptare conjugată

Cîștigul maxim în putere al amplificatoarelor pentru microunde se obține, la o anumită frecvență, prin adaptarea complex conjugată a diportului activ atît la intrare cît și la ieșire, ceea ce corespunde condiției $|S'_{11}| = |S'_{22}| = 0$. Din ecuațiile (8) și (11) rezultă ex-

presile coeficienților de reflexie spre generator Γ_g^M ($i = 1$) și spre sarcină Γ_s^M ($i = 2$) pentru transfer maxim de putere:

$$\Gamma_{g,s}^M = C_i^* \frac{B_i \pm \sqrt{B_i^2 - 4|C_i|^2}}{2|C_i|^2}, \quad (27)$$

unde:

$$B_i = 1 + |S_{ii}|^2 - |S_{jj}|^2 - |\Delta|^2; \quad i, j = 1, 2; \quad i \neq j. \quad (28)$$

În această situație din relația (16) se obține cîștigul maxim în putere G^M :

$$G^M = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}). \quad (29)$$

Pentru ca partea reală a impedanțelor văzute spre generator și sarcină să fie pozitivă ($|\Gamma_{g,s}^M| < 1$) este necesară convenția de semne: + pentru $B_i < 0$ și - pentru $B_i > 0$, precum și satisfacerea inegalității $\left| \frac{B_i}{2C_i} \right| > 1$ (în

caz contrar $|\Gamma_{g,s}^M| = 1$). Înlocuind și grupînd convenabil, această inegalitate se poate reduce la $|K| > 1$ dar, pentru stabilitate absolută, trebuie îndeplinită condiția mai restrictivă (26 a). Deoarece relațiile (26 b) sînt implicate de inecuația $B_i > 0$ [7], condiția necesară și suficientă pentru stabilitate absolută poate fi pusă sub forma:

$$\begin{aligned} K &> 1, \\ B &> 0, \end{aligned} \quad (30)$$

și, în acest caz, conform convenției de semne, se va lua semnul - în relațiile (27) și (29).

c. Cercuri de cîștig constant

Cazul cel mai des întîlnit este cel al proiectării unui etaj cu caracteristici de zgomot și de amplificare (diferită de cea maximă) impuse, analiza efectuîndu-se cu ajutorul contururilor de factor de zgomot constant [8] și de cîștig constant trasate pe diagrama Smith.

Pornind de la relația (20), amplificarea în putere disponibilă normată $g_D = \frac{G_D}{|S_{21}|^2}$ poate fi pusă sub forma:

$$\frac{1}{g_D} = -(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) + \frac{B_1 - 2 \operatorname{Re}[\Gamma_1 C_1]}{1 - |\Gamma_1|^2}$$

și, utilizînd și formula (25), rezultă:

$$\begin{aligned} \left| \Gamma_1 - \frac{C_1^* g_D}{1 + (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) g_D} \right|^2 = \\ = \frac{|1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_D + |S_{12}S_{21}|^2 g_D^2}{|1 + (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) g_D|^2}. \end{aligned} \quad (31)$$

Aceasta constituie ecuația cercurilor de câștig constant în planul Γ_1 , având centrele pe dreapta care unește centrul diagramei Smith cu punctul C_1^* (fig. 5). Practic, pentru proiectarea, amplificatoarelor de bandă îngustă se

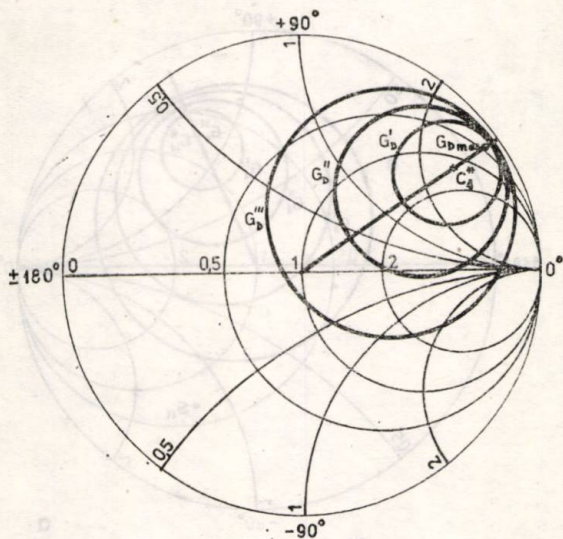


Fig. 5. Cercuri de câștig constant în planul Γ_1 , pentru diport real; $C_1^* = 0,768 \angle 33,85^\circ$; $G_{Dmax} = 19,1 = 12,8 \text{ dB}$; $G_D' = 10 \text{ dB}$; $G_D'' = 8 \text{ dB}$; $G_D''' = 5,6 \text{ dB}$.

figurează în planul Γ_1 atât cercurile (31) pentru diferite amplificări cit și cercurile de factor de zgomot constant și se alege coeficientul de reflexie văzut spre generator Γ_g , care satisface performanțele impuse în condiții de stabilitate, iar la ieșire se realizează adaptarea conjugată ($\Gamma_s = S_{22}^*$). Conform (21), se obține :

$$\Gamma_g = \left(\frac{S_{22} - \Gamma_g \Delta}{1 - \Gamma_g S_{11}} \right)^* \quad (32)$$

Se verifică stabilitatea în planul de ieșire; dacă soluția determinată cu (32) indică instabilitate, se alege alt Γ_g și se repetă calculul.

Rezultate similare se deduc în planul Γ_2 , pe baza relației (19), în funcție de amplificarea în putere normată $g = \frac{G}{|S_{21}|^2}$, dar proiectarea nu mai poate ține cont de problemele de zgomot (în cazul adaptării conjugate la intrare).

O altă procedură de proiectare, care stabilește o dependență directă între coeficienții de reflexie la cele două porți, se bazează pe expresia amplificării normate de transfer în sens direct în putere $g_T = \frac{G_T}{|S_{21}|^2}$; relația (18) poate fi pusă sub forma [9]:

$$|\Gamma_1 - r_{gT1}|^2 = |\rho_{gT1}|^2, \quad (33)$$

cu :

$$r_{gT1} = \frac{(1 - \Gamma_2 S_{22})(S_{11}^* - \Gamma_2^* \Delta^*)}{|S_{11} - \Gamma_2 \Delta|^2 + \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_T}},$$

$$\rho_{gT1} =$$

$$= \frac{\left[(|S_{11} - \Gamma_2 \Delta|^2 - |1 - \Gamma_2 S_{22}|^2) \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_T} + \left(\frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_T} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{|S_{11} - \Gamma_2 \Delta|^2 + \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_T}}, \quad (33)$$

care reprezintă ecuația cercurilor de amplificare constantă de transfer în sens direct în putere, în planul Γ_1 . Se alege Γ_s în zona de stabilitate a planului Γ_2 și se figurează cercurile (33) în planul de intrare, pentru $\Gamma_2 = \Gamma_s$. Se determină Γ_g care să asigure amplificarea de transfer în sens direct impusă (și, dacă este cazul, factorul de zgomot), în condiții de stabilitate la intrare.

Impedanțele de generator și de sarcină fiind impuse, se trece la efectuarea sintezei rețelelor de adaptare care să permită obținerea coeficienților de reflexie calculați prin una din metodele descrise mai sus.

3. Diportul unilateralizat

Amplificatoarele pentru microunde la care tranzistoarele au coeficientul de transmisie în sens invers neglijabil beneficiază de o simplificare considerabilă a relațiilor de proiectare, prin aplicarea ipotezei unilateralizării :

$$S_{12} = 0. \quad (34)$$

Expresia amplificării de transfer în sens direct în putere (18) devine :

$$G_{Tu} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_1 S_{11}|^2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{|1 - \Gamma_2 S_{22}|^2}, \quad (35)$$

ceea ce permite punerea în evidență a influenței celor trei elemente ale amplificatorului (fig. 6) asupra mărimii câștigului :

$$G_{Tu} = G_{T0} \cdot G_1 \cdot G_2, \quad (35')$$

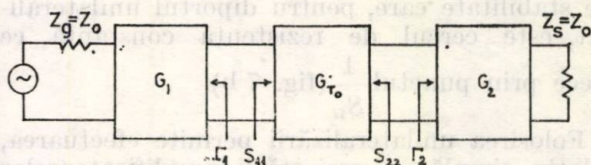


Fig. 6. Schema-bloc a unui etaj de amplificare cu diport unilateralizat.

unde :

$$G_{T0} = |S_{21}|^2$$

și :

$$G_i = \frac{1 - |\Gamma_i|^2}{|1 - \Gamma_i S_{ii}^*|^2} ; i = 1, 2. \quad (36)$$

Ciștigurile maxime se obțin pentru adaptări conjugate ($\Gamma_i = S_{ii}^*$) :

$$G_i^M = \frac{1}{|1 - |S_{ii}|^2|} ; i = 1, 2, \quad (37)$$

$$G_{Tu}^M = \frac{|S_{21}|^2}{|1 - |S_{11}|^2| \cdot |1 - |S_{22}|^2|}. \quad (38)$$

Definind ciștigul normalizat al circuitelor de adaptare $g_i = \frac{G_i}{G_i^M}$ și utilizând formulele (36) și (37) se deduce ;

$$\left| \Gamma_i - \frac{S_{ii}^* g_i}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)} \right|^2 = \frac{|1 - g_i (1 - |S_{ii}|^2)|^2}{|1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)|^2} ; i = 1, 2, \quad (39)$$

care reprezintă ecuația cercurilor de ciștig constant pentru circuitele de adaptare la intrare, respectiv ieșire. Pentru $|S_{ii}| < 1$ centrele cercurilor sînt plasate pe dreapta care unește centrul diagramei Smith cu punctul S_{ii}^* (fig. 7 a), iar ciștigul normalizat este : $0 < g_i < 1$ ($g_i = 1$, pentru $\Gamma_i = S_{ii}^*$).

În cazul instabilității potențiale ($|S_{ii}| > 1$), parametrul S_{ii} corespund unor impedanțe cu partea reală negativă ; se reprezintă mărimea $\frac{1}{S_{ii}^*}$, cercurile de rezistență constantă fiind considerate cu semn negativ (diagrama Smith negativă) [7]. Ecuația (39) rămîne valabilă, cu deosebirea că centrele cercurilor de ciștig constant se află pe dreapta trasată între centrul diagramei și punctul $\frac{1}{S_{ii}^*}$, iar ciștigul nor-

mat este $-\infty < g_i < 0$ ($g_i = -\infty$ pentru

$\Gamma_i = \frac{1}{S_{ii}^*}$). În plus, trebuie figurat și cercul de stabilitate care, pentru diportul unilateralizat, este cercul de rezistență constantă ce trece prin punctul $\frac{1}{S_{ii}^*}$ (fig. 7 b).

Folosirea unilateralizării permite efectuarea, relativ simplă, a proiectării amplificatoarelor de bandă largă. Datorită reducerii amplificării globale prin aplicarea reacției negative [10], pentru lărgirea benzii amplificatoarelor de microunde se recurge la procedeul dezadaptării selective a circuitelor de intrare și/sau de ie-

șire, ceea ce permite compensarea variației cu frecvența a amplificării de transfer în sens direct în putere G_{T0} a tranzistorului.

Conform ecuației (35') se stabilesc valorile ciștigurilor G_i ale circuitelor de intrare și de

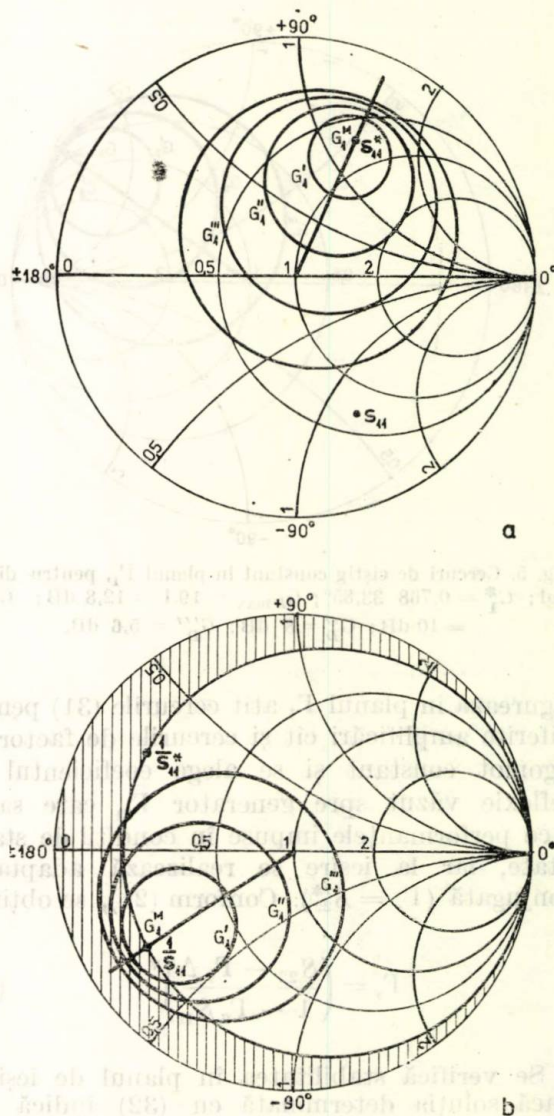


Fig. 7. Cercuri de ciștig constant pentru circuitul de adaptare la intrare, în ipoteza unilateralizării : a. $S_{11} = 0,62$ -67° ; b. $S_{11} = 1,4$ 146° ; zona de instabilitate, hașurată

ieșire care asigură amplificarea constantă în bandă ; pe baza cercurilor de ciștig constant g_i , trasate pentru frecvențele de interes, se determină structura rețelelor de adaptare corespunzătoare. La proiectarea amplificatoarelor de bandă largă cu zgomot mic se caută în general, circuitul de intrare care asigură factorul de zgomot impus și un raport de undă staționară (VSWR) minim, dezadaptarea selectivă aplicîndu-se numai circuitului de ie-

Unilateralizarea implică și verificarea valabilității acestei ipoteze; se caută eroarea introdusă asupra amplificării de transfer în sens direct în putere. Din ecuațiile (18) și (35) se deduce:

$$\frac{G_T}{G_{Tu}} = \frac{1}{\left| 1 - \frac{\Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22})} \right|^2} \quad (40)$$

Se definește factorul de merit al unilateralizării:

$$u = \frac{|S_{11}| \cdot |S_{22}| \cdot |S_{12} S_{21}|}{|1 - |S_{11}|^2| \cdot |1 - |S_{22}|^2|} \quad (41)$$

Rezultă că limitele între care poate varia raportul câștigurilor sînt date de:

$$\frac{1}{|1 + u|^2} < \frac{G_T}{G_{Tu}} < \frac{1}{|1 - u|^2}, \quad (42)$$

unilateralizarea fiind considerată corectă dacă erorile limită sînt inferioare unei anumite valori impuse în proiectare.

4. Concluzii

Reprezentarea tranzistoarelor de microunde sub formă de diport caracterizați prin parametri de repartitie face posibilă atât măsurarea ușoară a acestora la frecvențe foarte înalte cît și punerea la punct a unor metode de proiectare a amplificatoarelor cu tranzistoare pentru microunde. Se urmărește determinarea rețelilor de adaptare care asigură performanțele impuse (produs amplificare — bandă, factor de zgomot, raport de undă staționară) în condiții de stabilitate. Proiectarea se referă atât la tranzistoarele reale cît și la cele cu diport echivalent unilateralizat. Metodele descrise au ca suport grafic diagrama tip Smith, permițînd obținerea unor soluții cu un grad mediu de precizie. Elementele circuitelor de adaptare astfel calculate pot fi utilizate, în continuare, ca valori inițiale în programe de optimizare a rețelilor cu ajutorul calculatoarelor numerice mari.

Anexă

Relațiile de legătură între parametrii hibrizi și de admitanță și cei de repartitie, care se de-

duc prin identificarea mărimilor de intrare și ieșire (tensiuni și curenți) pentru diportii respectivi, sînt:

$$h_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}};$$

$$h_{12} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}};$$

$$h_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}};$$

$$h_{22} = \frac{(1 - S_{22})(1 - S_{11}) - S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}};$$

$$y_{11} = \frac{(1 + S_{22})(1 - S_{11}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}};$$

$$y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}};$$

$$y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}};$$

$$y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}.$$

Bibliografie

- [1] Mateescu, Ad. Analiza și sinteza circuitelor electrice. București, Ed. Didactică și Pedagogică, 1975.
- [2] * * * Transistor parameter measurements, Hewlett-Packard AN 77-1.
- [3] Muller, O. Large signal S-parameter measurements of class C operated transistors. In: Nachrichtentechn. Z., vol. 21 nr. 10, 1968, p. 644-647.
- [4] Kurokawa, K. Powers waves and the scattering matrix. In: IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-19, nr. 2, 1965, p. 194-202.
- [5] Anderson, R.W. S-parameter techniques for faster, more accurate network design. In: Hewlett-Packard J., vol. 18, nr. 6, 1967.
- [6] Bodway, G.E. Two-port power flow analysis using generalized scattering parameters. In: Microwave J., vol. 10, nr. 5, 1967, p. 61-69.
- [7] Carson, R.S. High-frequency amplifiers. New York, John Wiley & Sons, 1975.
- [8] * * * S-parameter design, Hewlett-Packard AN 154.
- [9] Gledhill, C.S., Abulela, M.F. Scattering parameter approach to the design of narrow-band amplifiers employing conditionally stable active elements. In: IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-22, nr. 1, 1974, p. 43-48.
- [10] Walker, J.L.B., Hughes, E., Wilson, K. The application of negative feedback to microwave bipolar transistor amplifiers. In: 6th European Microwave Conference, Roma, Italia, sept. 1976.

CZ 621.317 : 681.18

METODE DE MĂSURARE
CONFIGURAȚII DE MĂSURĂ
SORTARE AUTOMATĂ

Studiu asupra posibilităților de sortare automată a tranzistoarelor uniunijonctiune

MARCU BUȘE și OVIDIU POPESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Tranzistorul uniunijonctiune este caracterizat de o serie de parametri specifici cum sint η , V_{OB1} , I_p , I_v , pentru măsurarea cărora literatura de specialitate pune la dispoziție diverse metode [1, 2, 3]. În mare parte aceste metode prezintă inconveniente legate de imposibilitatea încadrării măsurării tuturor parametrilor impuși de normele de clasare într-un sistem automat de sortare. De exemplu în [1], pentru măsurătoarea de I_p , detectarea intrării în regim de oscilator a montajului se realizează pe cale acustică cu ajutorul unei căști telefonice.

Așa cum rezultă din figura 1, caracteristica $I_E = f(V_{EB1})$ este de tip S, punctele de inflexiune (V_p , I_p), (V_v , I_v), delimitând regiunea de rezistență negativă.

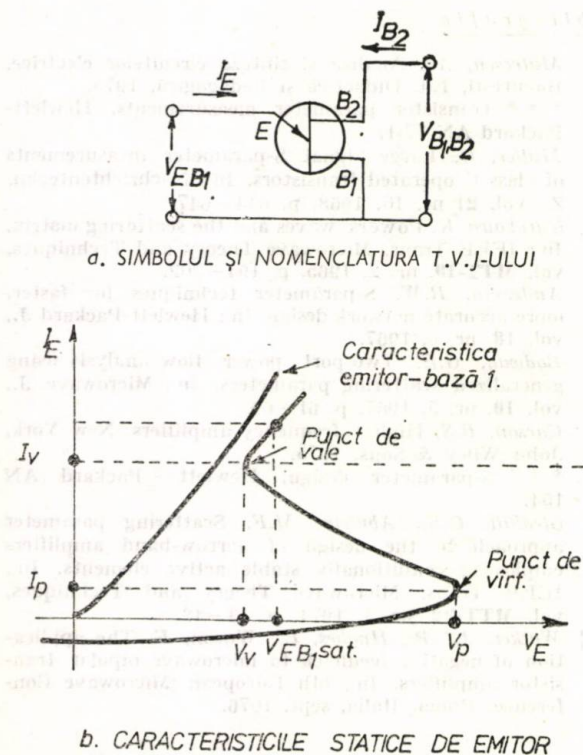


Fig. 1

Precizia determinării valorilor curenților de vîrf, I_p și de vale I_v , precum și a celorlalți parametri V_{OB1sat} , R_{B2B1} , I_{EBO} , pentru fiecare

* Ing. Bușe, M. și ing. Popescu, O. sint cercetători științifici la ICCE-București.

dispozitiv, este impusă de normele de sortare pe clase.

Pentru a reduce durata și manopera necesare sortării finale, se impune stabilirea unor metode simple și precise, care să permită măsurarea în ciclu automat a tuturor parametrilor de catalog ai dispozitivului.

Lucrarea de față își propune să prezinte o metodă simplă de determinare a valorilor curenților I_p și I_v , precum și posibilitățile de realizare a configurațiilor de măsură în vederea sortării automate.

2. Metode de măsurare a curenților I_p și I_v

Curenții de vîrf și de vale ridică probleme mai dificile dată fiind situarea lor în punctele de schimbare a semnelor rezistenței dinamice pe caracteristica $I_E = f(V_{EB1})$.

Metoda propusă se bazează pe proprietatea tranzistorului uniunijonctiune de a intra în regim de oscilație într-un circuit de relaxare modificat, care să plaseze funcționarea dispozitivului în regiunea de rezistență negativă. În figura 2 este prezentată schema de principiu.

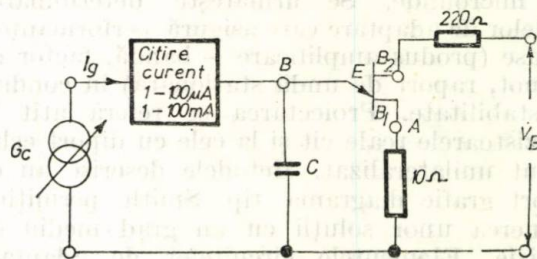


Fig. 2

Generatorul de curent G_c reglabil, a cărui ieșire este inseriată cu un instrument de precizie pentru citirea curenților, injectează în circuitul de măsură un curent I_g , care încarcă condensatorul C . Tensiunea liniar crescătoare de la bornele condensatorului C :

$$U_c = \frac{I_g \cdot t}{C}, \quad (1)$$

baleează caracteristica $I_E = f(V_{EB1})$ a dispozitivului dacă:

$$I_g > I_p, \quad (2)$$

în momentul cînd :

$$U_c = \eta \cdot V_{B2B1},$$

dispozitivul se amorsează generînd un impuls pe rezistența din baza 1.

Amorsarea poate fi constatată vizualizînd impulsurile din baza B_1 (fig. 3a) sau din emitor (fig. 3 b).

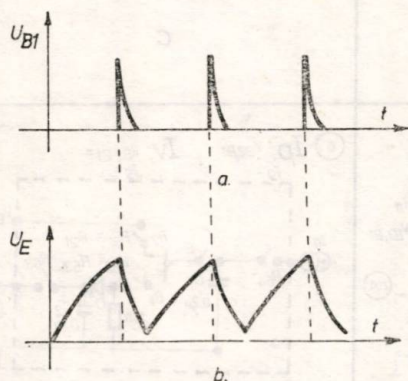


Fig. 3

Continuînd creșterea curentului I_g , punctul de funcționare a dispozitivului parcurge regiunea de rezistență negativă pînă în punctul (V_v, I_v) . Depășirea valorii curentului de vale, I_v , scoate dispozitivul din regimul de oscilație. Această schimbare de regim de funcționare este de asemenea pusă în evidență cu un osciloscop.

Utilizarea unui generator de curent reglabil cu game de $(1-10 \mu A)$, $(10-100) \mu A$, $0,1 mA$, $10 mA$ — $100 mA$ și cu posibilități de reglaj brut și fin pe fiecare gamă permite citirea, pe un instrument cu rezoluție corespunzătoare, a curenților de la limitele de intrare și ieșire din regimul de oscilație.

Metodă de sortare după I_p și I_v pe principiul „go-no-go”.

În general, sortarea implică determinarea relației dintre valoarea parametrului măsurat și o valoare limită. Astfel, pentru curentul de vîrf, dacă notăm cu I_{pm} — valoarea măsurată și cu I_{pg} — valoarea limită, între aceste valori poate exista una din relațiile :

$$I_{pm} > I_{pg}, \quad (4)$$

sau :

$$I_{pm} < I_{pg}. \quad (5)$$

Relații analoge există pentru ceilalți parametri.

Procesul de sortare, bazat pe principiul „go-no

go”, stabilește care din relațiile (4) și (5) sînt adevărate.

Cunoscînd granițele minimale pentru I_p și maximele pentru I_v , cu circuitul din figura 2 se procedează astfel :

— se calibrează generatorul la valoarea graniței de I_p sau I_v , cerută de norma de sortare ;

— se stabilește tensiunea V_{B2B1} , conform normei, și după introducerea dispozitivului în circuit se verifică pe osciloscop prezența sau absența impulsurilor de amorsare.

Rezultatele experimentale au arătat că precizia metodelor propuse este mai bună de 1% în condițiile utilizării unui generator de curent reglabil, cu rezoluție de 10 nA pe gama de 10 μA , a unui instrument de citire a curentului, cu rezoluție de 10 nA pe gama de 10 μA și a unei surse V_{B2B1} reglabilă. Condensatorul C trebuie să aibă un curent rezidual neglijabil în raport cu valorile uzuale de I_p .

3. Configurații de măsură compatibile cu sortarea automată

Măsurarea în ciclu automat implică realizarea unor configurații care să poată fi cuplate succesiv într-un sistem complet de polarizare, măsurare, conversie, prelucrare a informației și clasare finală.

În figura 4 sînt reprezentate configurațiile de măsură propuse pentru parametrul de clasare a tranzistoarelor uniunice. Acestea sînt astfel concepute încît permit măsurarea unui parametru la un moment dat al ciclului de sortare, prin comenzi de cuplare a capului de test pe configurația corespunzătoare. De asemenea pe dispozitiv se aplică polarizările de tensiuni și curenți așa cum au fost programate.

Ieșirile notate cu „nA” transmit semnalul spre blocul de măsurare unde este convertit în tensiune și comparat cu un nivel de tensiune de referință programat.

Rezultatul comparației este un nivel logic, care arată că dispozitivul măsurat este bun sau defect la testul efectuat. Pentru măsurarea raportului intrisec se utilizează configurația din figura 4 a. Pornind de la relația :

$$\eta = \frac{V_p - V_D}{V_{B2B1}}, \quad (6)$$

rezultă că tensiunea de la bornele condensatorului C_2 , raportată la V_{B2B1} , exprimă valoarea lui η . Astfel, comparînd în blocul de măsură tensiunea U_{C2} cu referința corespunzătoare graniței programate, rezultă un semnal logic care indică poziția valorii măsurate față de graniță.

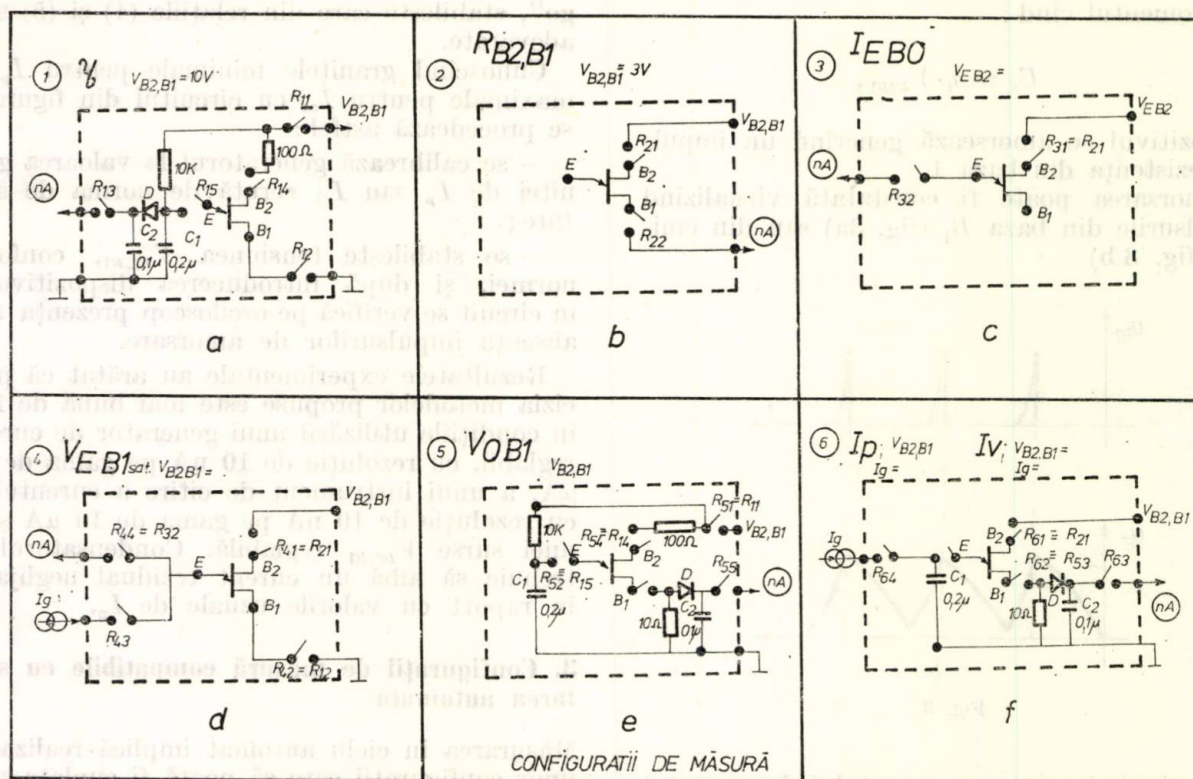


Fig. 4

Pentru măsurarea rezistenței interbaze (fig. 4b) semnalul de ieșire rezultă ca un curent invers proporțional cu aceasta:

$$I = \frac{V_{B2B1}}{R_{B2B1}} \quad (7)$$

Curentul rezidual, I_{EBO} (fig. 4 c), este aplicat direct pe intrarea blocului de măsură.

Măsurarea tensiunii de saturație (fig. 4 d) se realizează similar, semnalul de ieșire fiind chiar $V_{EB1 sat}$, rezultată în condițiile aplicării pe dispozitiv a curentului I_g și tensiunii $V_{B2,B1}$ programate corespunzător normelor.

În figura 4 e este prezentată configurația de măsurare a virfului impulsurilor obținute în baza B_1 în regim de oscilator de relaxare.

Nivelul acestora este memorat pe condensatorul C_2 și comparat în blocul de măsură cu o

referință micșorată corespunzător căderii de tensiune în direct pe dioda D .

4. Concluzii

Rezultatele practice obținute la ICCE-București demonstrează posibilitatea realizării unui sistem automat de sortare și clasare pe principiul „go-no-go”, utilizând metodele și configurațiile prezentate mai sus. Un astfel de sistem, cuplat cu o mecanică adecvată, poate fi utilizat și la testarea automată pe plachetă.

Bibliografie

- [1] General Electric : Application Note 90 10.5/56. General test circuits.
- [2] Motorola : Application Note 293/1969. Application Note 294—1969. Theory and characteristics of the unijunction transistor.
- [3] Electronique professionnelle nr. 295—296, septembrie-octombrie 1970. L. unijonction.

CZ 621.317.63

FRECVENȚA DE FUZIUNE A IMAGINILOR PÎLPITOARE
BALEAJ AUTOMAT DE FRECVENȚE
AFIȘARE NUMERICĂ

Flicker numeric automat

RADU NEGOCESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Frecvența critică de fuziune a imaginilor luminoase intermitente este unul dintre indicatorii psihofiziologici cei mai importanți în evaluarea adaptării, oboselii și uzurii în munca industrială de astăzi; indexul FCF figurează pe primul loc pe lista metodelor de măsurare a oboselii întocmită de Societatea de Medicină Industrială din Japonia [1]. Dinamica sa circadiană, de regulă scădere către sfîrșitul schimbului de lucru, are valoare de expertiză pentru medicina muncii, bioergonomie, organizarea rațională a producției, discipline care concură în obținerea unui randament sporit al muncii în condițiile păstrării stării de sănătate a lucrătorilor. Deplasarea actuală de la munca fizică la cea intelectuală, eliminând efectele de oboseală manifestă pune problema rafinării procedeelor de măsură, corespunzător modificărilor discrete ale indexului FCF în condițiile oboselii neuropsihice, nu mai puțin redutabilă prin acumulare în timp.

Explorarea clasică a FCF utilizează pentru generarea frecvenței variabile circuitul basculant astabil, condus manual la un potențiomtru, care controlează cu o undă rectangulară intervalele aprins-stins ale unei lămpi de stimulare a subiectului; de acest tip sînt aparatele fabricate de GRC-Mass. — USA, RFT-RDG [2], Bettendorf-Belgia și ACS produs în țară la ICSPM [3]. Dezavantajele, care devin serioase în condițiile exigențelor de precizie actuale, care impun mărirea raportului semnal-zgomot în procesul măsurării, astfel încît diferențe FCF sub 1 Hz să devină interpretabile, sînt următoarele:

— *imprecizia din sursă tehnică*, compusă din:

a — *eroarea de calibrare*; se poate spera la o corespondență inițială de circa 1% între valorile înscrise și cele efective, dar menținerea ei implică recalibrări periodice în laboratoare de specialitate, ceea ce nu este practic;

b — *eroarea introdusă de baleajul manual*; nu se poate realiza o viteză de baleaj uniformă în toată gama de frecvențe, chiar dacă (ceea ce nu este întotdeauna cazul) potențiometrul de comandă este etalonat liniar; variațiile vitezei de baleaj de la un investigator la altul și la același investigator de la o măsurătoare la alta,

au efecte imprecizabile asupra valorilor FCF recoltate; este principalul contributor la eroarea globală care, pentru sistemele clasice, face neinterpretabile diferențele FCF sub 2 Hz;

c — *eroarea de afișare*; la o afișare analogică de tip potențiomtric, atunci cînd unei deschideri de 270 grade îi corespund de exemplu 30 Hz, nu se pot aprecia diferențe sub 0,25 Hz;

— *imprecizia de interfață stimul-subiect*; la creșterea continuă a frecvenței de pîlpire, în condiții ideale de stimulare, subiectul decide fuziunea prin confruntarea imaginii pîlpitoare cu un model mental de *continuu*, relativ labil, într-un timp de ordinul zecimilor de secundă ale cărei variații se exprimă într-un ecart de indecizie de ordinul a cîteva zecimi de Hz, ireductibil în principiu; așadar, o măsurătoare efectuată în condiții ideale trebuie să asigure o reproductibilitate a rezultatelor în această limită; dacă se exclud, dintre condițiile necesare viteza baleajului — optimă în jurul a 2 Hz/s — *idealul* rămîne să se refere la caracteristicile optico-geometrice ale dispozitivului de stimulare, care influențează sensibil valoarea FCF (media se găsește în zona de 25–35 Hz); sistemele clasice sînt adesea critice din acest punct de vedere; suprafață radiantă prea mare cu diferențe de luminozitate între centrul luminos și periferia reflectoare care prezintă pentru subiect valori FCF diferite (de ex. aparatele GRC și RFT care de altfel au dispozitive de stimulare adecvate stroboscopiei de tip industrial), lipsa de cîmp luminos periferic destinată atenuării halo-ului de difracție în jurul stimulului luminos central (Bettendorf și ACS); imprecizia din această sursă este cea care împiedică în măsurători repetate cu baleaj uniform, obținerea unei grupări a rezultatelor mai bune de 1 Hz.

Pentru a combate aceste dezavantaje, firmele producătoare de aparatură psihofiziologică oferă în ultimul timp dispozitive automate cu afișare digitală (Takei și Co., [1]). În același scop, în laboratoarele IISP s-a construit un flicker numeric automat care afișează instantaneu FCF printr-o analogie timp-frecvență de pîlpire, este prevăzut cu autocalibrare și dispozitiv perfecționat de stimulare și este realizat în condiții economice, în esență din componente produse de industria noastră, la un nivel de performanță competitiv cu oferta mondială.

* Ing. Negoescu, R. este cercetător la Institutul de igienă și sănătate publică — București.

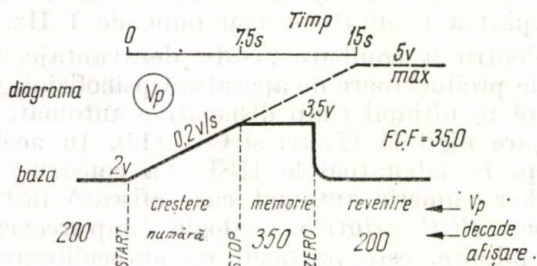
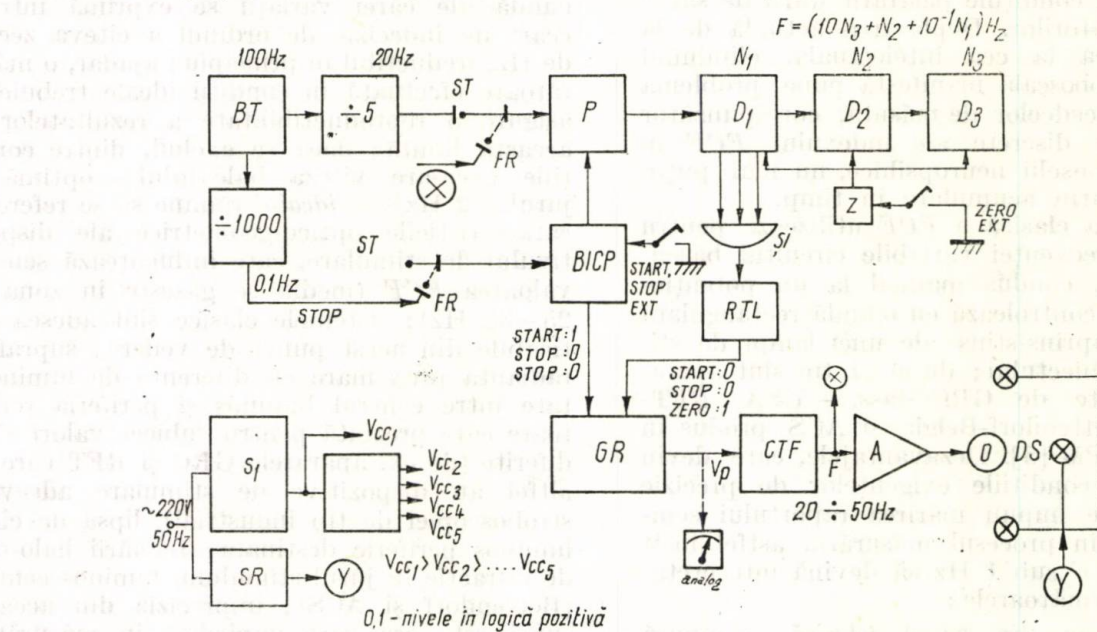
2. Caracteristici și date de utilizare

Specificațiile tehnice ale aparatului sînt următoarele:

- 1 — afișare numerică instantanee a FCF cu rezoluția de 0,1 Hz și precizia de $\pm 1\%$ $\pm$, eroarea etalonului de timp;
- 2 — gama frecvenței: 20 — 50 Hz;
- 3 — baleajul gamei de frecvență: automat, de jos în sus;
- 4 — viteza de baleaj: 2 Hz/s;
- 5 — unghiul vizual al stimulului pîlpîitor: 0,5 grade; unghiul vizual al cîmpului periferic: 10 grade;
- 6 — distanța ochi — cîmp luminos: 30 cm;
- 7 — comanda funcțiilor: din contacte: START, STOP, ZERO;
- 8 — recalibrarea: cu frecvențmetru numeric încorporat.

Specificațiile funcționale sînt următoarele:

1. După acționarea ZERO se afișează 20,0, iar frecvența de pîlpîire se stabilește la 20 Hz.



2. După acționarea START începe creșterea frecvenței cu viteza 2 Hz/s.

3. Când subiectul realizează fuziunea, acționează contactul STOP și se afișează FCF în zeci, unități și zecimi de Hz, iar frecvența de pîlpîire se păstrează un interval de cel puțin 10 secunde.

4. Dacă STOP nu este acționat pe durata baleajului (15 secunde) frecvența de pîlpîire și afișarea se stabilizează automat la 50 Hz.

5. Pentru o nouă măsurătoare se acționează ZERO și procedura se repetă ca mai sus.

Controlul preciziei și autocalibrarea:

Pentru controlul identității între afișare și frecvența efectivă de pîlpîire, fără a se recurge la un laborator de specialitate, aparatul dispune de un frecvențmetru numeric care este obținut, printr-o comutare, din aceleași blocuri funcționale ce constituie flickerul. După trecerea aparatului pe modul de lucru *frecvențmetru* și un START, după 10 secunde se afișează automat frecvența efectivă de pîlpîire cu precizia 0,1 Hz.

Recalibrarea capetelor de scală prin corecții de potențiomtru este necesară o dată pe săptămână, pentru frecvența de 20 Hz și o dată la 24 ore, pentru frecvența de 50 Hz.

3. Soluții de principiu

În schema bloc din figura 1, secțiunea timp, baza de timp BT cu frecvența de 100 Hz; pilotată cu cuarț sau cu frecvența rețelei, furnizează, după o divizare cu 5, impulsuri cu $f = 20$ Hz către 3 decade standard de numărare-afișare $D_1 \div D_3$; decada D_3 este modificată astfel încât aducerea la ZERO produce afișarea lui 2 (numărarea începe de la $N = 200$); accesul spre decade este controlat de poarta P și bistabilul BICP comandat extern succesiv START,

STOP printr-un contact la masă; după un START și 300 de impulsuri numărate — 15 s — aprinderea cifrei 5 în D_3 ($N = 500$) furnizează un STOP electric pentru BICP.

Interfața timp-frecvență transferă informația START, STOP, ZERO din lanțul de numărare — timp în secțiunea frecvență, utilizând același circuit BICP precum și un circuit ȘI sesizor de ZERO comandat în D_1 , asociat cu o logică rezistență-transistor RTL.

Astfel, în secțiunea frecvență generatorul GR de rampă generează un potențial-rampă sincronizat cu numărarea timpului după cum urmează: creștere liniară cu viteza 0,2 V/s după START, memorie pe zeci de secunde după STOP, revenire rapidă după ZERO la nivelul de bază de 2 V; rampa evoluează, așadar, între 2 V ($N = 200$) și max. 5 V ($N = 500$) în 15 secunde, atunci când nu intervine un STOP. Ieșirea V_p a generatorului rampă GR comandă convertorul liniar tensiune-frecvență CTF , calculat astfel încât produce o undă rectangulară simetrică cu frecvența variabilă între 20 și 50 Hz, care este amplificată și aplicată dispozitivului de stimulare DS cu lumină pîlitoare. Liniaritatea rampei și a conversiei tensiune-frecvență produc o relație liniară frecvență-timp care prin alinierea originilor scalei se transformă într-o identitate:

N (în unități de $1/20$ s) $\equiv F$ (în zecimi de Hz), pe care se bazează afișarea instantanee a FCF la semnalul STOP dat de subiect.

Pentru autocalibrarea periodică a capetelor de scală este prevăzut modul FR — frecvență

rarea se oprește automat (impulsul de STOP este obținut de la BT via divizor cu 1 000) și rezultă valoarea efectivă a frecvenței de pîlpiere cu rezoluția 0,1 Hz. Schema mai conține blocul de stabilizare și stabilizatorul reglabil pentru becurile cîmpului periferic din dispozitivul de stimulare DS .

În figura 2 GR conține un condensator pilot C (tantal; zeci de μF) încărcat, după START, prin T_1 , calea A , în curent constant fixat din R_1 și R_2 (calibrare la 50 Hz) ce determină viteza creșterii rampei și nivelului final după 15 s; după ZERO, T_2 devine activ, descarcă brusc C , iar T_1 -calea B , furnizează curentul ce menține indefinit potențialul de repaus al rampei (corespunzînd a 20 Hz); după repetorul Darlington T_3-T_4 , care asigură citirea rampei la nivel mic de curent, V_p conduce convertorul CTF , format din T_5, T_6 .

În figura 3 a, la și numai la ZERO comandat, diodele $D_1 \div D_3$ sînt blocate, T_1 se blochează, iar în punctele B și C se obțin potențialele necesare pentru revenirea rampei; R_2 și R_3 (calibrare la 20 Hz) fixează curentul de repaus amintit mai sus. În figura 3 b, BICP este acționat succesiv START, STOP prin contact de masă, iar ieșirea A comandă poarta P , precum și creșterea/palierul rampei din GR ; ZERO pune automat bistabilul BICP pe STOP prin dioda D_{13} .

4. Dispozitivul de stimulare

În figura 5 un prim disc de plexiglas, mascat vernil, decupează un cerc O_3 din suprafața

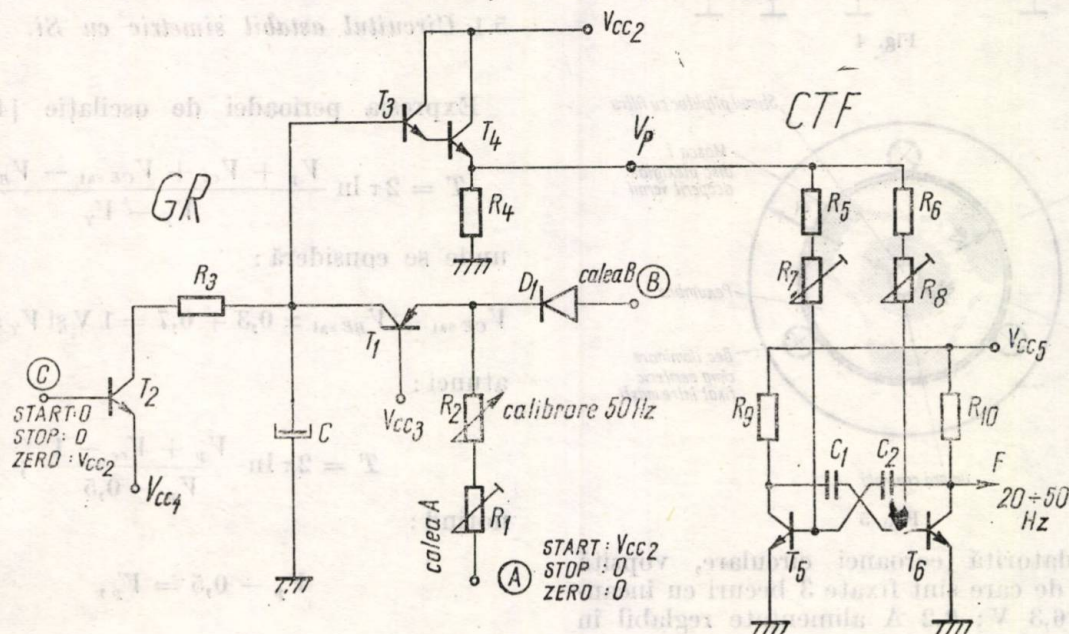


Fig. 2

metru numeric în care, după STOP, comutare de la ST la FR și un nou START, decadele numără acum perioadele unei generate de CTF pe o durată de 10 s; după 10 s numă-

radiantă a lămpii de stimulare cu halogeni, acționată stins-aprins cu impulsuri de circa 300 V (fig. 4); cu un filtru portocaliu rezultă o nuanță de vernil. Cîmpul periferic O_2 este

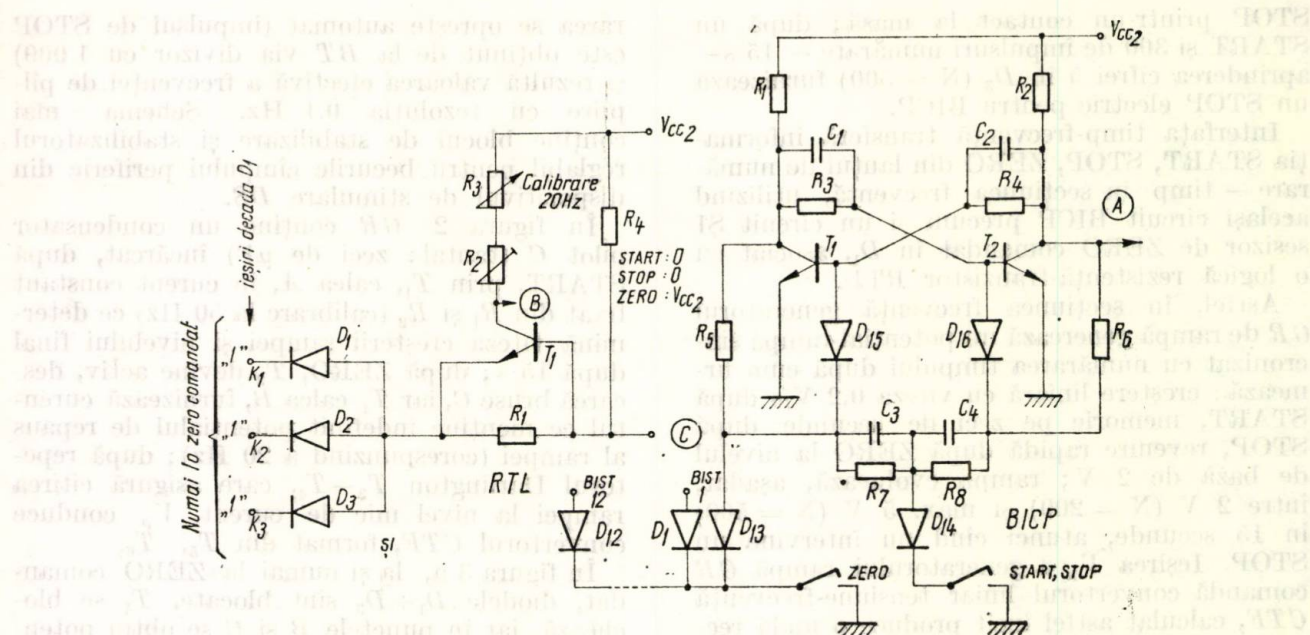


Fig. 3

ziune certă (cca 40 Hz). Decizia de fuziune se simplifică prin compararea stimulului pilpiilor cu modelul concret de *continuu* permanent prezent în cele 3 zone de penumbră ale cîmpului periferic.

5. Calculul convertorului tensiune-frecvență 20–50 Hz

5.1 Circuitul astabil simetric cu Si.

Expresia perioadei de oscilație [4] este :

$$T = 2\tau \ln \frac{V_p + V_{cc} + V_{CE \text{ sat}} - V_{BE \text{ sat}}}{V_p - V_Y},$$

unde se consideră :

$$V_{CE \text{ sat}} + V_{BE \text{ sat}} \approx 0,3 + 0,7 = 1 \text{ V și } V_Y \approx 0,5 \text{ V ;}$$

atunci :

$$T = 2\tau \ln \frac{V_p + V_{cc} - 1}{V_p - 0,5} ;$$

notînd :

$$V_p - 0,5 = V_p', \quad (1.1)$$

$$x = \frac{V_p'}{V_{cc}} \quad (1.2), \text{ și :}$$

$$\alpha = \frac{V_{cc} - 0,5}{V_{cc}} \quad (1.3)$$

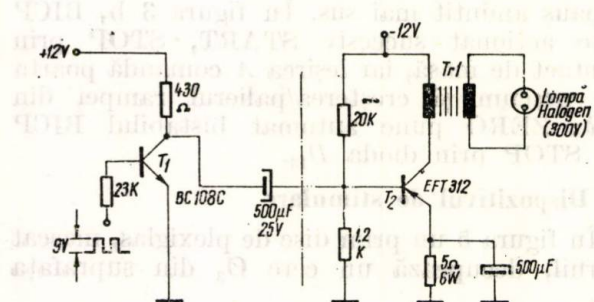


Fig. 4

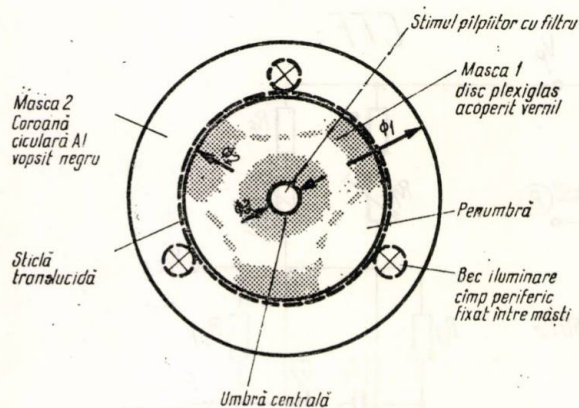


Fig. 5

obținut datorită coroanei circulare, vopsită în negru, de care sînt fixate 3 becuri cu incandescență 6,3 V ; 0,2 A alimentate reglabil în curent continuu ; printr-un filtru semitransparent alb de omogenizare, ele creează o umbră centrală în jurul stimulului și 3 zone de penumbră ; prin dozarea convenabilă a saturației vernilului periferic din penumbră se obține identitatea cu aspectul stimulului central la fu-

se obține după transformări elementare :

$$T = 2\tau \ln \left(1 + \frac{\alpha}{x} \right);$$

atunci :

$$F = \frac{1}{2\tau} \frac{1}{\ln \left(1 + \frac{\alpha}{x} \right)}, \text{ (fig 6).}$$

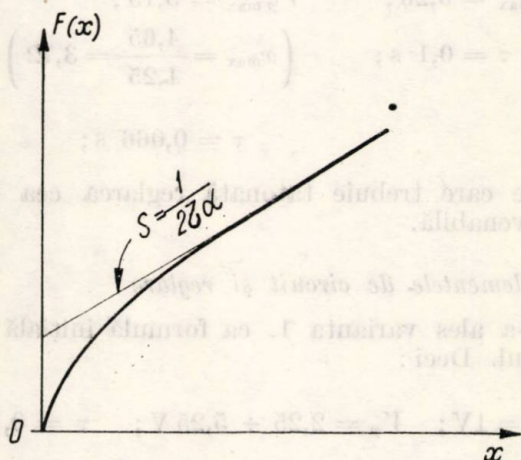


Fig. 6

iar :

$$F'(x) = \frac{\alpha}{2\tau} G(\alpha, x),$$

unde :

$$G(\alpha, x) = \frac{1}{x(x + \alpha) \ln^2 \left(1 + \frac{\alpha}{x} \right)}, \text{ (reprezentată în figura 7,}$$

tată în figura 7,

iar :

$$G(\alpha, \infty) = \frac{1}{\alpha^2}, \text{ echivalent cu } F'(\infty) = \frac{1}{2\tau\alpha} \quad (1.4)$$

5.2 Calculul parametrilor

Date impuse : $F_{\min} = 20 \text{ Hz}$ (2.1),

$$\Delta F = 30 \text{ Hz} \quad (F_{\max} = 50 \text{ Hz}) \quad (2.2)$$

Se alege : $\Delta V_p = 3V$ (din considerente de realizabilitate), (2.3)

și :

$$F'(x_{\min}) - F'(x_{\max}) \leq \frac{1}{100} F'(x_{\min}) \text{ (liniaritatea conversiei mai bună ca 1\%),} \quad (2.4)$$

sau condiția mai severă :

$$F'(x_{\min}) - \frac{1}{2\tau\alpha} \leq \frac{1}{100} \cdot F'(x_{\min}),$$

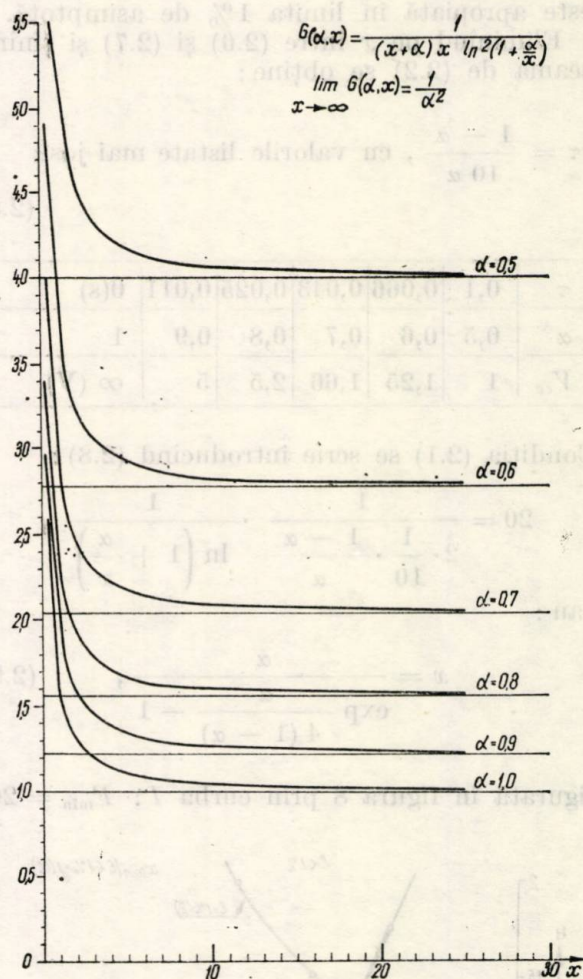


Fig. 7

adică :

$$F'(x_{\min}) \leq \frac{1}{0.99} \cdot \frac{1}{2\tau\alpha},$$

sau încă :

$$G(\alpha, x_{\min}) \leq \frac{1}{0.99} \cdot \frac{1}{\alpha^2}. \quad (2.4')$$

Avem :

$$\Delta x = \frac{\Delta V_p}{V_{cc}} = \frac{\Delta V_p}{V_{cc}} = \frac{3}{V_{cc}}. \quad (2.5)$$

Utilizând (2.3), egalitatea (2.5) devine folosind (1.3) :

$$x = 6(1 - \alpha) \quad (2.6)$$

Avem :

$$\frac{\Delta F}{\Delta x} = \frac{1}{2 \tau \alpha}, \quad (2.7)$$

ținând seama că panta medie în zona de lucru este apropiată în limita 1% de asimptotă.

Eliminând pe x între (2.6) și (2.7) și ținând seama de (2.2) se obține :

$$\tau = \frac{1 - \alpha}{10 \alpha}, \text{ cu valorile listate mai jos :} \quad (2.8)$$

τ	0,1	0,066	0,043	0,025	0,011	0(s)
α	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
V_{cc}	1	1,25	1,66	2,5	5	∞ (V)

Condiția (2.1) se serie introducând (2.8) :

$$20 = \frac{1}{2 \cdot \frac{1}{10} \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha}} \cdot \frac{1}{\ln \left(1 + \frac{\alpha}{x} \right)},$$

sau :

$$x = \frac{\alpha}{\exp \frac{\alpha}{4(1 - \alpha)} - 1}, \quad (2.9)$$

figurată în figura 8 prin curba 1 : $F_{\min} = 20$.

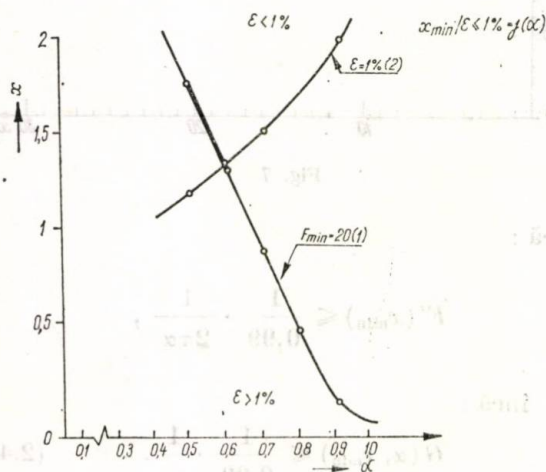


Fig. 8

Condiția (2.4) produce în aceeași figură 8 curba 2 :

$$\varepsilon = 1\%.$$

Se vede că zona acceptabilă pentru $F_{\min} = 20$ și $\varepsilon \leq 1\%$ este porțiunea groasă a curbei 1 ($\alpha \geq 0,5$ pentru că altfel V_{cc} devine prea mic).

Reies, deci, variantele extreme :

$$\begin{aligned} 1. \quad & \alpha = 0,5; \quad x = 1,76; \quad V_{cc} = 1; \quad V'_{p \min} = 1,76; \quad V_{p \min} = 2,26; \quad V_{p \max} = 5,26; \quad \tau = 0,1 \text{ s}; \\ 2. \quad & \alpha = 0,6; \quad x = 1,32; \quad V_{cc} = 1,25; \quad V'_{p \min} = 1,65; \quad V_{p \min} = 2,15; \quad V_{p \max} = 5,15; \quad \left(x_{\max} = \frac{4,65}{1,25} = 3,72 \right); \end{aligned}$$

$$\tau = 0,066 \text{ s};$$

între care trebuie tatonată reglarea cea mai convenabilă.

Elementele de circuit și reglare

S-a ales varianta 1. ca formulă inițială de calcul. Deci :

$$V_{cc} = 1 \text{ V}; \quad V_p = 2,25 \div 5,25 \text{ V}; \quad \tau = 0,1 \text{ s}.$$

Elementele circuitului rezultă după cum urmează (vezi și fig. 2) fie $R = 100 \text{ K}\Omega$ ($R_5 + R_7$), $C = 1 \mu\text{F}$ (C_1); rezultă atunci $r_C = 200\Omega$ (R_9, R_{10}), considerind tranzistori BC 109 C ($\beta \approx 500$) și un factor de saturație de minimum 2.

Reglarea. Ajustarea lui τ s-a realizat prin R_7 , R_8 (cca 10% din R); V_{cc5} a avut o plajă de ajustare : $1 \pm 0,2$; prin ajustări succesive ale lui R și V_{cc} s-a obținut :

$$V_{p \min} = 2 \text{ V} \Leftrightarrow F_{\min} = 20 \pm 0,1 \text{ Hz},$$

$$V_{p \max} = 5 \text{ V} \Leftrightarrow F_{\max} = 50 \pm 0,3 \text{ Hz},$$

adică o ieșire analogică cu citire directă (1 V corespunzând a 10 Hz) a frecvenței critice de fuziune.

★

Avantajele economico-sociale ale aparatului descris (fig. 9) provin din performanța tehnico-metodologică superioară în condițiile unui cost

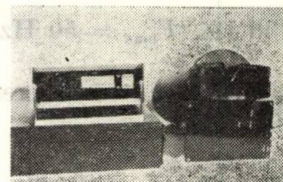


Fig. 9

de fabricație scăzut prin utilizarea multifuncțională a unor grupuri de circuite; de exemplu, numărarea timpului, care asigură afișarea FCF,

rezolvă și problema comenzii în 3 stări a rampei; frecvențmetrul pentru autocalibrare se obține printr-o comutare din structura de bază flicker; în sfârșit, aparatul se pretează la automăsurare, simplificând considerabil și ieftinind testarea FCF.

În încercările de laborator s-a obținut reproductibilitatea măsurărilor succesive pe subiect instruit mai bună de 0,7 Hz; diferențe de circa 1 Hz ajung astfel interpretabile iar finețea testului crește apreciabil.

Flickerul numeric automat este destinat atît cercetărilor de fiziologie și medicina muncii,

cît și activităților practice ale cabinetelor de protecția muncii și ergonomie.

Bibliografie

- [1] Bedienungsweisung für Stroboskop Typ 4839, VEB Messgeräte Wehr Zwonitz RFT, DDR.
- [2] Aparat complex de stimulare. Cartea tehnică. Institut de cercetări științifice pentru protecția muncii — București.
- [3] TKK Psychological & Physiological apparatus 1977, (Handbook), p. 39, Takei & Company, LTD, Tokyo, Japan.
- [4] Milman, I. and Taub, H. Pulse Digital and Switching Waveforms, New York, 1965.

CZ 621.317.7

APARATE ȘI MĂSURI ELECTRICE

Fazmetru numeric

CORNEL PENESCU, GABRIEL IONESCU, BOGDAN DROAȘCĂ, ION HOHAN, VALENTIN SGÂRCIU-DOGEANU * — BUCUREȘTI

Introducere

Tehnica măsurărilor numerice cunoaște o dezvoltare accentuată în ultimii ani, aparatele numerice de măsurat pentru mărimi electrice (U , I , Ω , f) fiind produse pe scară industrială în mod frecvent.

Mai puțin răspândite sînt fazmetrele și wattmetrele numerice, datorită dificultăților generate de necesitatea efectuării unor operații de calcul, precum și de asigurarea preciziei în limite largi de variație a parametrilor semnalelor de măsurat.

În cadrul Institutului politehnic București, la Facultatea de automatică, au existat preocupări în direcția construirii unor fazmetre și cos φ -metre numerice încă cu aproape 15 ani în urmă. Astfel, în anul 1965 a fost realizat și brevetat primul fazmetru și cos φ -metru numeric, iar în anul 1973 un al doilea fazmetru numeric. Principiile care au stat la baza realizării lor și performanțele obținute sînt prezentate în [1, 3].

Aparatele menționate au fost concepute să funcționeze pentru semnale electrice cu frecvența industrială de 50 Hz și au fost utilizate în aplicații didactice de cercetare științifică și în industria energetică.

În sensul asigurării unui domeniu mai larg de utilizare, și avînd în vedere dezvoltarea producției de circuite integrate, a fost conceput

și realizat la Catedra automatică I un fazmetru numeric cu posibilități de funcționare în gama de frecvențe 0,1 — ... 10 000 Hz. Acest fazmetru poate fi folosit și ca traductor de defazaj, ceea ce îi conferă o gamă largă de aplicații.

I. Considerații privind stadiul actual al construcției de fazmetre numerice

În prezent sînt cunoscute diferite scheme pentru realizarea fazmetrelor numerice, folosindu-se principii distincte de prelucrare a semnalelor de măsurat. Există posibilitatea clasificării lor în două mari grupe:

- fazmetre numerice de compensație;
- fazmetre numerice cu conversia directă a defazajului în cod numeric.

Fazmetre numerice de compensație

Aparatele bazate pe acest principiu măsoară faza printr-o compensare continuă pînă la o valoare predeterminată, indicîndu-se mărimea ce a realizat compensarea.

Aceste fazmetre au ca părți componente esențiale detectorul de fază și defazorul etalonat, alături de etaje de intrare, filtre și un convertor numeric, care afișează compensarea. Eroarea cu care se face determinarea este în mod direct legată de sensibilitatea detectorului și de eroarea defazorului. Fazmetrele de acest tip sînt aparate complicate, care, în esență, se bazează pe metode analogice, numai afișarea finală fiind numerică.

* Dr. doc. ing. Penescu, C., membru corespondent al Acad. R.S.R. este profesor la I.P.B., ing. Ionescu, G. — conferențiar, ing. Hohă, I., ing. Sgărciu Dogeanu, V. și ing. Droașcă, B. — asistenți la I.P.B.

Fazmetre numerice cu transformarea directă a defazajului în cod numeric

Fazmetre numerice cu transformare directă defazaj-tensiune continuă-conversie analog numerică. Schema de principiu a acestor fazmetre este prezentată în figura 1.

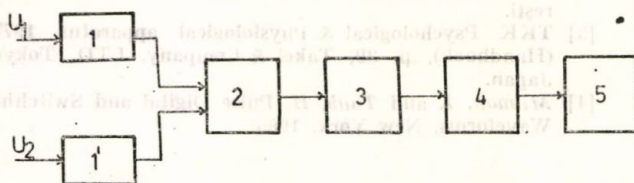


Fig. 1

Semnificația notațiilor din figura 1 este următoarea :

- 1, 1' — formatoare;
- 2 — circuit de coincidență (formează impulsuri cu durata defazajului);
- 3 — bloc de limitare;
- 4 — filtru de mediere;
- 5 — voltmetru numeric.

Blocurile 1 și 1' primesc tensiunile de intrare U_1 și U_2 care sînt defazate între ele și dau la ieșire tensiuni dreptunghiulare ale căror fronturi coincid în timp cu momentele trecerii prin zero a tensiunilor de intrare. La ieșirea circuitului de coincidență 2 se obține un impuls a cărui durată în timp este egală cu defazajul τ . Blocul de limitare fixează valorile tensiunii dreptunghiulare la ieșirea circuitului 2 la două valori U_0 și $U_{\max}$; acest semnal este apoi aplicat filtrului 4 care realizează o mediere, urmînd a fi măsurat cu voltmetrul numeric 5.

Deoarece lățimea în timp a impulsului de la intrarea filtrului este egală cu defazajul temporal, semnalul de ieșire este proporțional cu acesta, urmînd ca printr-o etalonare corespunzătoare să poată fi citit direct pe voltmetru, în grade sau radiani.

Eroarea specifică a acestui tip de fazmetru este legată de precizia menținerii nivelului tensiunilor limită U_0 și $U_{\max}$, deoarece tensiunea de la ieșirea filtrului este :

$$U_{\text{filtru}} \cong \frac{U_0(T - \tau) + U_{\max} \cdot \tau}{T}, \quad (1)$$

în care :

T — este perioada semnalelor sinusoidale;
 τ — defazajul temporal.

Relația (1), în cazul în care defazajul este exprimat în grade, se transformă în :

$$U \cong U_0 + \frac{\varphi}{360} (U_{\max} - U_0). \quad (2)$$

Se observă din relațiile (1) și (2) că o a doua condiție care trebuie respectată pentru o măsurare corectă este determinarea cu strictețe a perioadei T , aparatul funcționînd precis numai la o anumită frecvență (de etalonare), în caz contrar apărînd erori de determinare. Eliminarea acestor erori se poate face printr-un bloc de urmărire a frecvenței semnalului U_1 de către U_2 , însă prin introducerea acestuia se complică schema. De asemenea, trebuie avută în vedere și problema acordării filtrului în funcție de frecvența semnalului de măsură.

Fazmetre numerice cu conversie defazaj-cod

Din analiza schemei prezentate în figura 1, se constată că transformarea intermediară a defazajului în tensiune continuă poate constitui o sursă suplimentară de erori, fapt ce limitează precizia de măsurare. Acest dezavantaj se poate evita prin conversia duratei intervalului de timp, direct în cod. În prezent, sînt cunoscute fazmetre numerice construite pe acest principiu care efectuează măsurarea :

- pe o singură perioadă;
- prin medierea defazajelor pe mai multe perioade. În figura 2 se prezintă schema unui

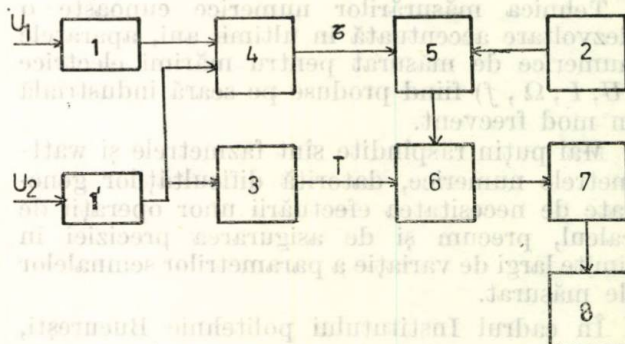


Fig. 2

fazmetru numeric care efectuează măsurarea pe o singură perioadă a semnalului de intrare.

Semnificația notațiilor din figura 2 este următoarea :

- 1, 1' — formatoare de impulsuri;
- 2 — generator de frecvență de cuantificare;
- 3 — circuit de formare a perioadei T ;
- 4 — circuit de formare a defazajului τ ;
- 5, 6 — blocuri de coincidență;
- 7 — numărător de impulsuri;
- 8 — decodificator și dispozitiv de afișare.

După cum se observă și din figură, tensiunile u_1 și u_2 sînt transformate în tensiuni dreptunghiulare de către 1 și 1'; la rîndul lor aceste tensiuni dreptunghiulare sînt aplicate blocurilor 3 și 4, care formează impulsuri a căror durată

în timp este egală cu perioada de referință T , respectiv cu defazajul τ . Prin circuitele de coincidență 5 și 6 numărătorul 7 numără impulsurile generate de 2 pe durata τ . După trecerea unei perioade, funcționarea numărătorului încetează. Dacă perioada semnalelor aplicate la intrare este T (frecvență f), iar frecvența generatorului 2 este f_G , numărul de impulsuri înscris în 7 este :

$$N_{\tau} = f_G \cdot \tau = \frac{\varphi \cdot T \cdot f_G}{360} \quad (3)$$

Exprimarea defazajului în grade se face prin
relatia :

$$\varphi_{\text{m\ddot{a}s}} \text{ (grade)} = N_{\tau} \frac{360}{T \cdot f_G} \quad (4)$$

Pentru determinarea defazajului trebuie cunoscută cu precizie perioada T și frecvența f_G . În vederea determinării perioadei T , o soluție ar fi măsurarea ei cu ajutorul frecvenței f_G ; în această situație numărul de impulsuri de frecvență f_G cuprins în perioada T este :

$$N_T = T \cdot f_G. \quad (5)$$

Utilizând relația (5) se obține, pentru defazaj, valoarea :

$$\varphi_{\text{mäs (grade)}} = \frac{360}{N_T} \cdot N_T. \quad (6)$$

Din analiza relațiilor (5) și (6) apar ca evidente dificultățile impuse atât de determinarea cu precizie a perioadei T , cât și a defazajului temporal τ , precum și de efectuarea calculului pentru stabilirea defazajului (operații de multiplicare și divizare).

II. Fazmetru numeric pentru bandă largă de frecvențe

Pentru eliminarea dificultăților legate de instabilitatea frecvenței semnalului, precum și pentru a putea utiliza fazmetru într-o bandă de frecvențe ale semnalului de măsurat cuprinsă între 0,1 Hz și 10 000 Hz, fără a fi necesar să se cunoască în prealabil frecvența acestuia, a fost elaborat un nou tip de fazmetru numeric al cărui principiu se bazează pe calculul defazajului sub formă de fracțiuni din perioadă. S-a avut în vedere, de asemenea, conceperea unui dispozitiv de calcul (vezi relația 6) pentru efectuarea mai simplă și mai rapidă a operațiilor de multiplicare și divizare a numărului de impulsuri N_T și N_r . Schema funcțională a acestui fazmetru este prezentată în figura 3.

Semnificatia notatiilor din figura 3 este:

CI_1, CI_2 sînt circuite de intrare și limitare ;

CF_1, CF_2 — circuite formatoare pentru defazajul τ și respectiv pentru perioada T ;

CS_1, CS_2, CS_3 — circuite de coincidență;

BIF_1, BIF_2 — blocuri de multiplicare a frecvenței;

 N_{3600}, N_6, N_A, N_T - numărătoare;

BC-bloc de comandă;

BS-bloc de semnalizare optică;

OSC-oscillator;
DE-divisor de frecvență

DC-dispozitiv de calcul

DC-dispozitiv de calcul.

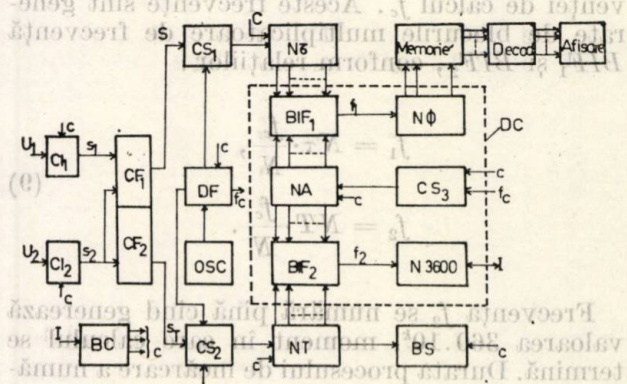


Fig. 3

Funcționarea fazmetrului este următoarea: tensiunile defazate u_1 , u_2 sînt transformate în semnale dreptunghiulare cu ajutorul circuitelor de intrare CI_1 , CI_2 . Aceste semnale sînt preluate de circuitele formatoare CF_1 , CF_2 , care dau la ieșire impulsuri a căror durată este egală cu defazajul τ (CF_1) și respectiv perioada T (CF_2). Circuitele CF_1 și CF_2 realizează comutația între nivelele „0” și „1” în momentele trecerii prin zero a tensiunilor u_1 și u_2 .

Impulsurile primite de la formatoarele CF_1 și CF_2 sînt apoi cuantificate cu frecvența de măsurare f_0 , generată de către DF prin intermediul circuitelor de coincidență CS_1 , CS_2 , obținându-se în numărătoarele N_- și N_+ valorile :

$$N\tau = f_0 \cdot \tau; \quad (7)$$

$$NT = f_0 \cdot T.$$

Conform cu relația (6) valoarea defazajului exprimat în grade este :

$$\varphi_{\text{mas}} = 360 \frac{N\tau}{NT}. \quad (8)$$

Efectuarea operațiilor exprimate prin relația anterioară, care să permită obținerea defazajului în grade, se realizează cu dispozitivul de calcul DC (incadrat în figură cu linie punctată). În scopul evitării unei aritmeticii conven-

ționale unde înmulțirile și împărțirile se efectuează ca adunări, respectiv scăderi, blocul de calcul a fost realizat pe baza unor dispozitive de multiplicare a frecvențelor. Ideea unui asemenea calcul provine din faptul că frecvența și perioada sînt invers proporționale; mai concret, pe durata unui număr n de perioade a unei mărimi periodice de frecvență f_2 , se produce $N = n \frac{1}{f_2} \cdot f_1$

impulsuri de frecvență f_1 . Analogia dintre această relație și expresia (8) a defazajului stă la baza calculului. Dispozitivul de calcul produce două frecvențe f_1 și f_2 proporționale cu $N\tau$ și NT , pentru un număr de $360 \cdot 10^k$ perioade ale frecvenței de calcul f_c . Aceste frecvențe sînt generate de blocurile multiplicatoare de frecvență BIF_1 și BIF_2 , conform relațiilor:

$$\begin{aligned} f_1 &= N\tau \cdot \frac{f_c}{N}, \\ f_2 &= NT \cdot \frac{f_c}{N}. \end{aligned} \quad (9)$$

Frecvența f_2 se numără pînă cînd generează valoarea $360 \cdot 10^k$, moment în care calculul se termină. Durata procesului de încărcare a număratorului N 3 600 va fi:

$$T_x = 360 \cdot 10^k \cdot (1/f_2) = 360 \cdot 10^k \cdot (1/NT) \frac{N}{f_c}. \quad (10)$$

Pe durata T_x , frecvența f_1 este introdusă în numărătorul $N \Phi$; numărul înscris în acest numărător reprezintă defazajul τ , după cum urmează:

$$\begin{aligned} N\Phi &= T_x \cdot f_1 = 360 \cdot 10^k \cdot \frac{1}{NT(f_c/N)} \cdot \frac{N\tau \cdot f_c}{N} = \\ &= 360 \cdot 10^k \frac{N\tau}{NT}. \end{aligned} \quad (11)$$

Exponentul k din relațiile anterioare condiționează precizia calculului; este suficient să se ia $k=1$ pentru asigurarea unei precizii mai bune de 1° . În funcție de precizia dorită, respectiv valoarea fixată pentru exponentul k , se stabilesc valorile frecvențelor f_0 și f_c , precum și capacitățile numărătoarelor N_τ , N_T , N_Φ , N_A .

III. Funcționarea schemei de comandă

După cum s-a menționat anterior, operația de măsurare a defazajului se desfășoară sub conducerea unei scheme de comandă, care asigură patru stări de funcționare:

— starea inițială; toate circuitele sînt aduse în zero (reset general);

— pregătirea circuitelor pentru măsurare; se activează porțile și circuitele formatoare;

— efectuarea calculului;

— memorarea și afișarea rezultatului final.

Organizarea acestor stări s-a făcut conform organigramei din figura 4.

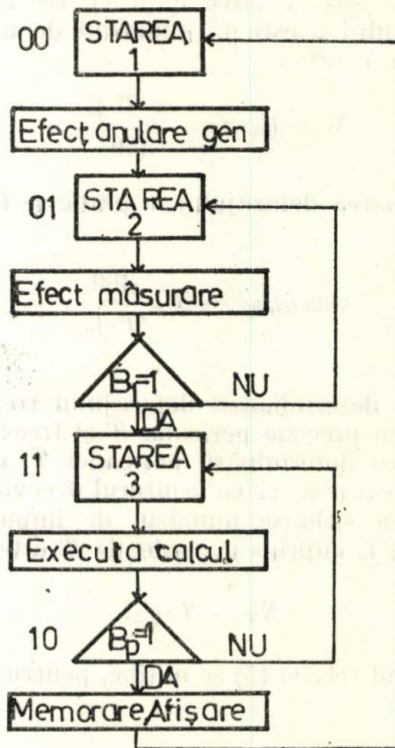


Fig. 4

În figura 4, B_1 reprezintă un bistabil, care indică trecerea unei perioade, iar B_p este un bistabil, care aparține blocului N 3 600 și care indică numărarea valorii 3 600.

Schema de comandă prezentată este realizată cu doi bistabili $J-K$, interconectați în așa fel încît stările ulterioare unei decizii sau stările succesive să fie adiacente, fapt reflectat și de codul binar care însoțește organigrama. Modul de interconectare a acestor bistabili este prezentat în figura 5.

IV. Calculul erorilor și performanțelor aparatului

Din analiza schemei bloc a fazmetrului precum și din funcționarea blocurilor componente, rezultă că sursele de erori, în lanțul de măsurare pot apărea datorită:

- a — circuitelor de intrare;
- b — numărătoarelor.

Nu sînt luate în considerație erorile care pot apărea datorită fenomenelor de îmbătrînire a circuitelor integrate, a celorlalte componente active și pasive, precum și cele datorită modificării frecvenței generatorului de tact.

1. Circuitele de intrare au rolul de a forma tensiunile sinusoidale u_1 și u_2 , transformându-le în impulsuri dreptunghiulare. De asemenea, aceste circuite au rolul de a aduce cele două tensiuni în aceeași gamă de lucru, indiferent de valoarea lor.

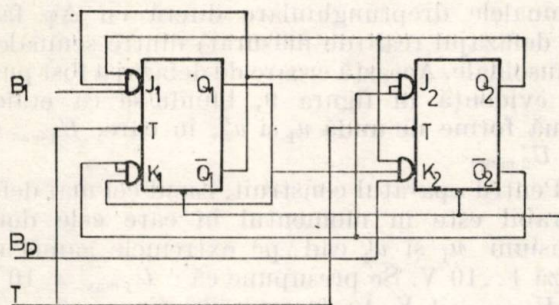


Fig. 5

Aparatul prezentat în această lucrare a fost proiectat pentru a primi la intrare semnale cu valori cuprinse în domeniul 0,01 ... 220 V. Acest domeniu a fost împărțit în cinci subdomenii de măsură: 0,01...0,1 V; 0,1...1 V; 1...10 V; 10...100 V; 100...220 V. Indiferent în ce domeniu se vor înscrie tensiunile u_1 și u_2 , prin intermediul acestor circuite, ele sînt aduse în domeniul de bază 1...10 V.

După aducerea acestor semnale în domeniul de bază 1...10 V, tensiunile sînt aplicate unor circuite de formare, care le transformă în semnale dreptunghiulare.

Rezultă că circuitele de intrare trebuie să îndeplinească câteva caracteristici esențiale:

- să fie identice pentru cele două canale;
- să formeze impulsurile astfel încît trecerile prin zero ale semnalelor sinusoidale să coincidă cu trecerile prin zero ale semnalelor dreptunghiulare;

— să ofere la ieșire nivele de tensiune compatibile cu celelalte componente ale schemei.

În aparatul construit s-au folosit pentru circuitele formatoare, circuite integrate de tipul

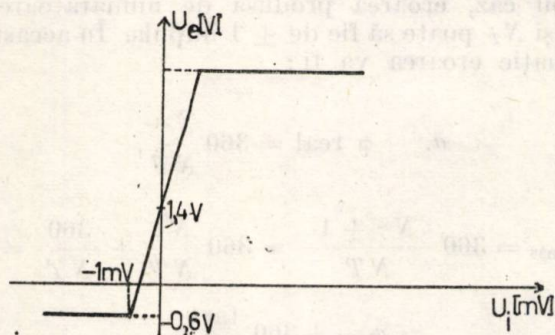


Fig. 6

CLB 2711. Caracteristica intrare-ieșire a acestor circuite, conform cu datele de catalog, este prezentată în figura 6.

Se observă că pe intervalul $(-1 \dots +3)$ mV al tensiunii de intrare, tensiunea de ieșire variază între 0—0,6...4 V. Transformarea semnalelor sinusoidale în impulsuri dreptunghiulare se efectuează conform reprezentării din figura 7.

Din cele prezentate se constată că semnalele sinusoidale și dreptunghiulare nu au trecerile prin zero identice. În această situație se impune evaluarea erorii de defazaj care apare datorită acestui fenomen. Pentru exemplificare se prezintă două situații concrete, conform cu reprezentările din figurile 8 și 9;

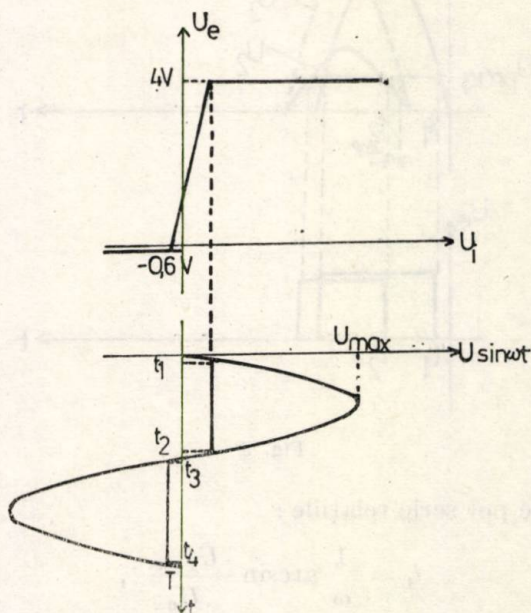


Fig. 7

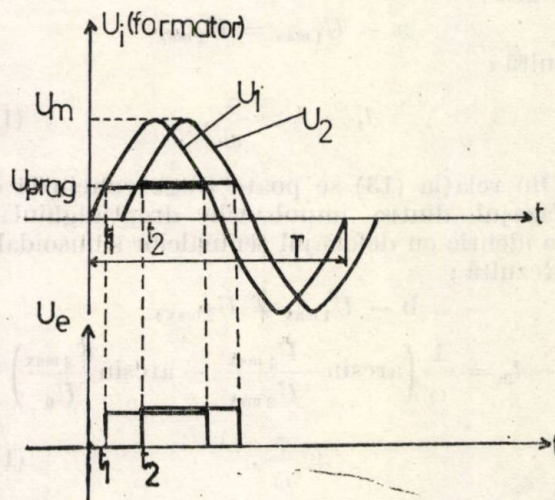


Fig. 8

— amplitudinile tensiunilor u_1 și u_2 sînt egale (fig. 8);

— amplitudinile tensiunilor u_1 și u_2 sînt diferite (fig. 9).

Se consideră :

$$u_1 = U_{1\max} \sin \omega t;$$

$$u_2 = U_{2\max} \sin (\omega t + \varphi),$$

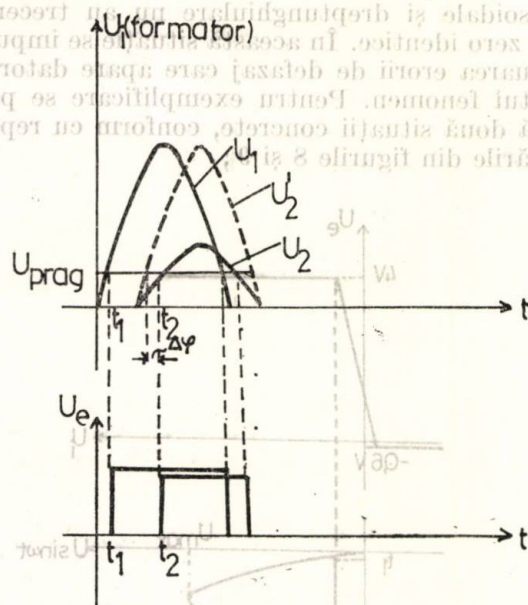
$$u_0 = \text{tensiunea de prag (fixă) a formatoarelor.}$$


Fig. 9

Se pot scrie relațiile :

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_{1\max}}{U_0},$$

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_{2\max}}{U_0} - \frac{\varphi}{\omega}.$$

Dacă :

$$a - U_{1\max} = U_{2\max}$$

rezultă :

$$t_1 - t_2 = \frac{\varphi}{\omega}.$$

Din relația (13) se poate trage concluzia că defazajul dintre impulsurile dreptunghiulare este identic cu defazajul semnalelor sinusoidale.

Rezultă :

$$b - U_{1\max} \neq U_{2\max},$$

$$t_1 - t_2 = \frac{1}{\omega} \left(\arcsin \frac{U_{1\max}}{U_{2\max}} - \arcsin \frac{U_{2\max}}{U_0} \right) + \frac{\varphi}{\omega}.$$

Notînd în (14) :

$$\frac{1}{\omega} \left(\arcsin \frac{U_{1\max}}{U_0} - \arcsin \frac{U_{2\max}}{U_0} \right) = \frac{\Delta \varphi}{\omega},$$

relația (14) se prezintă sub forma :

$$t_1 - t_2 = \frac{\Delta \varphi + \varphi}{\omega}.$$

Se observă din relația (16) că defazajul dintre semnalele dreptunghiulare diferă cu $\Delta \varphi$ față de defazajul real (de măsurat) dintre semnalele sinusoidale. Această eroare de defazaj a fost pusă în evidență în figura 9, luîndu-se ca etalon două forme de undă u_1 și u_2 , în care, $U_{1\max} = U_{2\max}$.

Pentru aparatul construit, cazul cel mai defavorabil este în momentul în care cele două tensiuni u_1 și u_2 cad pe extremele gamei de bază 1..10 V. Se presupune că : $U_{1\max} = 10$ V și $U_{2\max} = 1$ V. În această situație :

$$\Delta \varphi = \arcsin \frac{3 \text{ mV}}{1 \text{ V}} - \arcsin \frac{3 \text{ mV}}{10 \text{ V}} \cong 0,15 \text{ grade.}$$

În cazul în care $U_{1\max} = 1$ V și $U_{2\max} = 10$ V, eroarea de defazaj este aceeași în vedere absolută, dar diferă ca semn.

2. Erorile provenite de la numărătoare, se datoresc în special modului în care impulsurile formate de CS_1 și CS_2 sînt încărcate cu impulsuri obținute de la generatorul de tact, și care sînt numărate de numărătoarele N_1 și N_2 . Se consideră cazul concret în care porțile CS_1 și CS_2 sînt circuite NAND (figura 10).

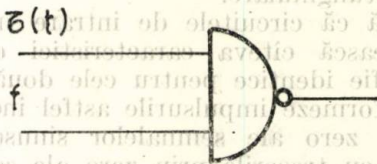


Fig. 10

Două din situațiile posibile sînt prezentate în figurile 11 a și 11 b.

S-a constatat anterior că în cel mai nefavorabil caz, eroarea produsă de numărătoarele N_1 și N_2 poate să fie de ± 1 impuls. În această situație eroarea va fi :

$$a. \quad \varphi_{\text{real}} = 360 \frac{N\tau}{NT},$$

$$\varphi_{\text{măș}} = 360 \frac{N\tau \pm 1}{NT} = 360 \frac{N\tau}{NT} \pm \frac{360}{NT} =$$

$$= \varphi_{\text{real}} \pm 360 \frac{\text{tact}}{T}.$$

S-a avut în vedere că :

$$NT = T \cdot f_{\text{tact}}.$$

Deci eroarea este :

$$\Delta\varphi = \pm 360 \frac{\text{tact}}{T}$$

$$b. \quad \varphi_{\text{real}} = 360 \frac{N\tau}{NT};$$

$$\varphi_{\text{m\ddot{a}s} = 360 \frac{N\tau}{NT+1} = 360 \frac{N\tau}{NT} \cdot \frac{1}{1+1/NT} \approx \approx 360 \frac{N\tau}{NT} (1 - 1/NT).$$

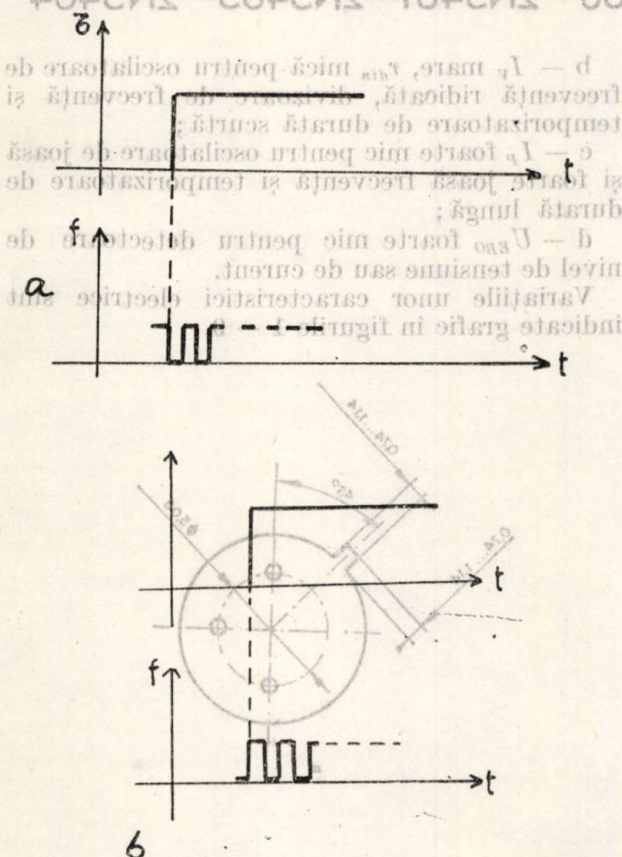


Fig. 11

Eroarea în acest caz va fi :

$$\Delta\varphi = 360/NT = 360 \frac{\text{tact}}{T}$$

La aceeași valoare a erorii se ajunge și în situațiile în care simultan NT va avea valoarea $NT \pm 1$, iar $N\tau$ va avea valoarea $N\tau \pm 1$.

Rezultă, în aceste condiții, că eroarea maximă care se poate face este : $\Delta\varphi = \pm 360 \frac{\text{tact}}{T}$, sau : $\Delta\varphi = \pm 360 F/f$.

Dacă dispozitivul este conceput pentru măsurarea defazajelor cu o precizie $< 1^\circ$, rezultă că :

$$f/F > 360.$$

Însă, avînd în vedere că aparatul este construit pentru a fi măsurate defazajele unor tensiuni sinusoidale cu o frecvență cuprinsă între $0,1 \dots 10^4$ Hz, asigurarea inegalității anterioare pentru o valoare mică a frecvenței de tact este improprie deoarece aceasta presupune asigurarea unei frecvențe $f > 360 F$, pentru rangul cel mai mare al frecvenței F , care este 10^4 Hz. Deci, ar rezulta pentru această situație o frecvență $f = 4$ MHz. Utilizarea unor astfel de frecvențe de tact pentru măsurarea unei frecvențe $F = 0,1$ Hz înseamnă o capacitate a numărătorului $NT = T \cdot f_{\text{tact}} = 4 \cdot 10^7$, ceea ce ar complica foarte mult schema și ar face imposibilă utilizarea aceluiași numărătoare pentru toate frecvențele din domeniul de măsură.

Pentru eliminarea acestor neajunsuri s-a împărțit domeniul frecvențelor de măsură în cinci subdomenii, selectabile printr-un cumulator aflat pe panoul aparatului : $0,1 \dots 1$ Hz ; $1 \dots 10$ Hz ; $10 \dots 100$ Hz ; $100 \dots 1000$ Hz ; $1000 \dots 10000$ Hz. Pentru fiecare domeniu măsurătoare efectuîndu-se cu o frecvență de tact mai mare de 360 ori decît limita de frecvențe superioară a domeniului și care este obținută din frecvența de bază de 4 MHz prin intermediul divizorului de frecvență, comandat cu același selector de gamă. Se poate proceda în felul următor : după conectarea tensiunilor u_1 și u_2 (a căror frecvență nu se cunoaște) se caută din selectorul de gamă cea mai mare frecvență care permite măsurarea, fără a se depăși capacitatea numărătoarelor (depășire care este semnalizată optic, pe panoul aparatului).

V. Concluzii

Fazmetrul descris în această lucrare a fost realizat sub formă de prototip, utilizînd tehnologia actuală corespunzătoare circuitelor integrate pe scară mică și medie. Schema funcțională fiind relativ simplă, a rezultat un aparat de complexitate redusă și implicit un preț de cost comparabil cu cel al unui voltmetru numeric.

Rezultatele experimentale au confirmat performanțele scontate, eroarea maximă pentru întreg domeniul fiind mai mică de $0,5$ grade.

Aparatul a fost utilizat în cadrul unor lucrări de laborator cu scop didactic și de cercetare, dintre care se menționează și aceea a ridicării caracteristicii fază-frecvență a unor modele de laborator.

Prin atașarea unui convertor numeric-analogic, acest aparat poate fi utilizat și ca traducător de defazaj.

Bibliografie

- [1] Penescu, C., Ionescu, Tr. Purley numerical measurement of active and reactive power. Comunicare la Congresul „Digital Methods of Measurement”, Canterbury, Anglia 1964.
- [2] Penescu, C., Ionescu, G., Droasă, B., Hohan, I., Sgârciu, V. Fazmetru numeric. Contract ICEMENERG, 1973.
- [3] Penescu, C. Digital Measurement of Active and Reactive Power. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 84, nr. 7, iulie 1965.

REALIZĂRI DIN INDUSTRIE

Seriile de tranzistoare unijoncțiune

2N1671—2N2160 și 2N3479—2N3480—2N3481—2N3483—2N3484

În vederea satisfacerii necesităților industriei electronice din țara noastră, legate de obținerea unor circuite cu performanțe tehnice ridicate, realizabile printr-o proiectare simplă, având un preț de cost scăzut și o fiabilitate ridicată, ICCE-București produce și livrează o gamă largă de tipuri de dispozitive semiconductoare. Realizarea tuturor acestor tipuri este rezultatul unor cercetări susținute și al unor facilități de înalt nivel tehnic.

Printre familiile de produse fabricate în cursul anului 1977 se numără și tranzistoarele unijoncțiune.

1. Domeniul de utilizare

Caracteristicile electrice specifice ale tranzistoarelor unijoncțiune (TUI) le recomandă pentru utilizarea în numeroase aplicații, dintre care se menționează :

- oscilatoare de relaxare;
- relee de timp;
- circuite pentru comanda tiristoarelor;
- circuite astabile;
- circuite monostabile;
- circuite bistabile;
- divizoare de frecvență;
- detectoare de nivel de tensiune sau de curent;
- generatoare de tensiune rampă cu pantă variabilă;
- generatoare de tensiune variabilă în trepte;
- generatoare de impulsuri în dinte de ferăstrău;
- numărătoare în inel.

În funcție de scopul în care se va utiliza se poate alege un tip optim de TUI. Pentru această alegere se recomandă ca parametrii TUI-ului folosit să se încadreze în următoarele domenii :

a — I_V mare, V_V mediu pentru generatoare de impulsuri și circuite de comandă a tiristoarelor;

b — I_V mare, r_{din} mică pentru oscilatoare de frecvență ridicată, divizoare de frecvență și temporizatoare de durată scurtă;

c — I_P foarte mic pentru oscilatoare de joasă și foarte joasă frecvență și temporizatoare de durată lungă;

d — U_{EBO} foarte mic pentru detectoare de nivel de tensiune sau de curent.

Variațiile unor caracteristici electrice sînt indicate grafic în figurile 1 — 9.

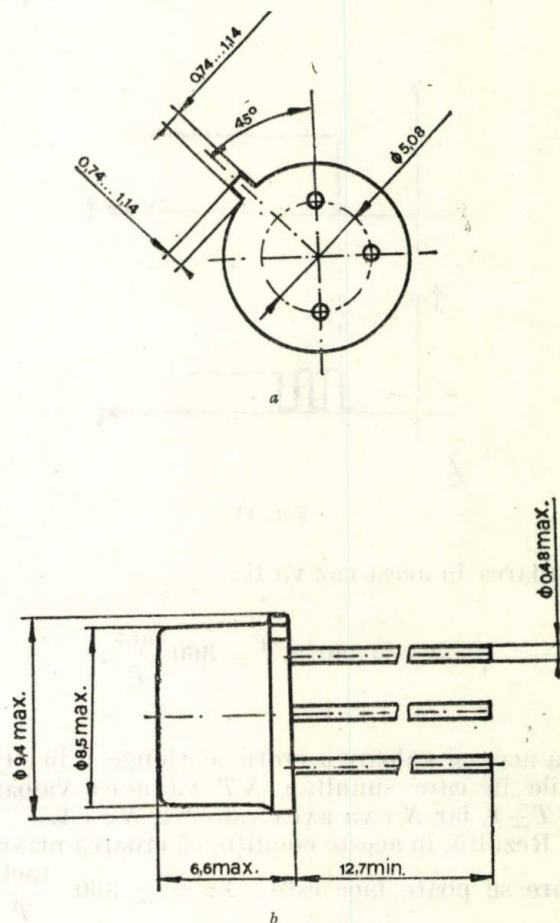
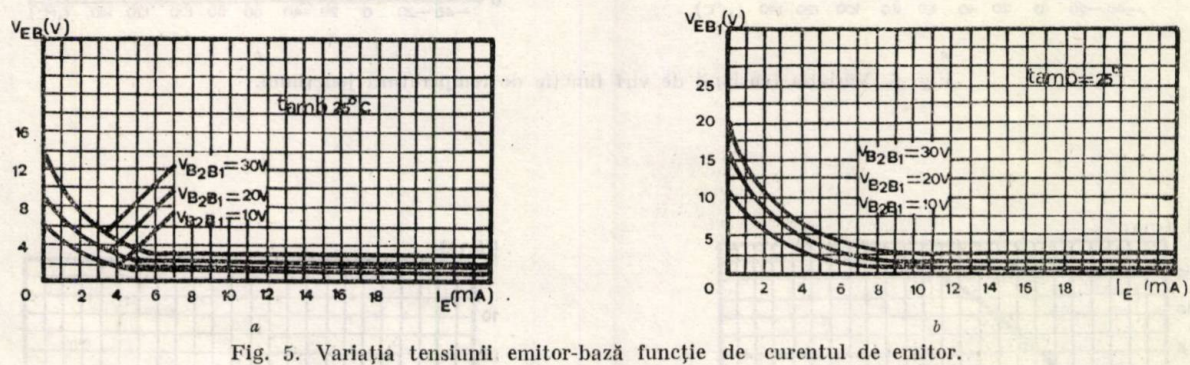
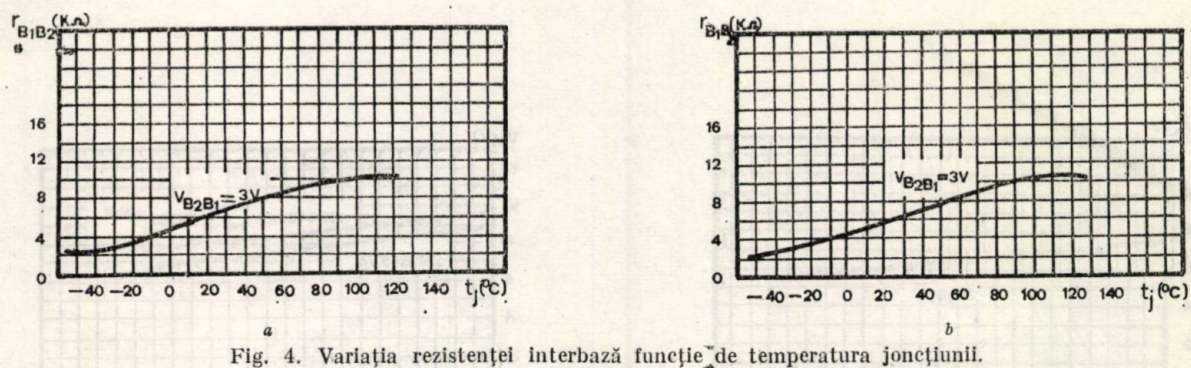
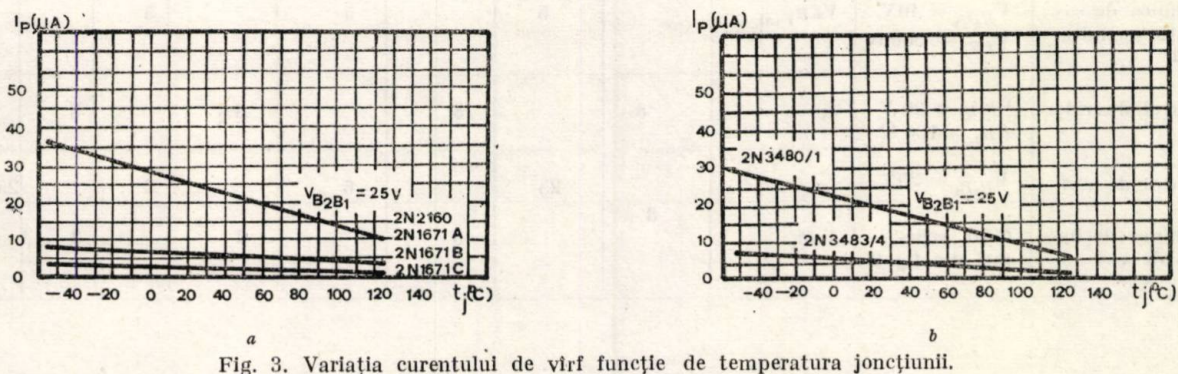
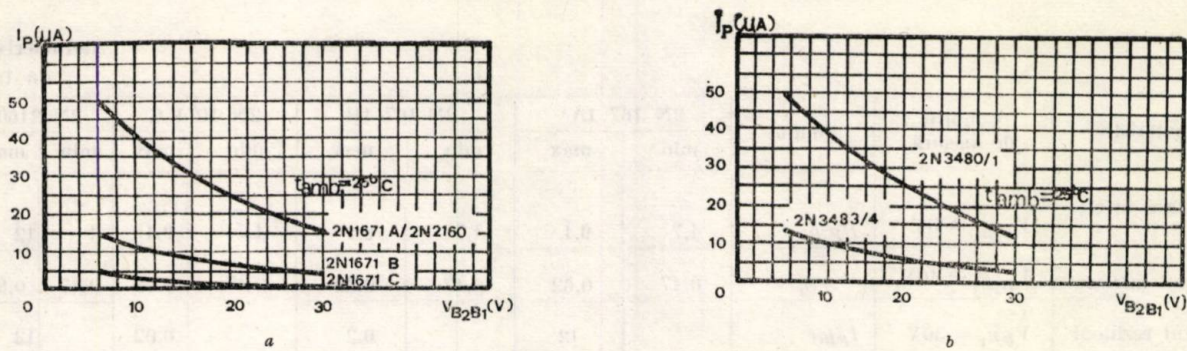


Fig. 1. Capsula TO—5.



Valori limită absolute		Tabelul 1
Puterea disipată	P_d	450 mW
Tensiunea interbază	$V_{B_2B_1}$	35 V
Tensiunea inversă emitor-bază	V_{EB_1}	30 V
Curentul de emitor în impuls	I_{EM}	2 A
Temperatura ambiantă de funcționare	T_f	$-55 \dots +150^\circ\text{C}$
Temperatura stocare	T_s	$-55 \dots +150^\circ\text{C}$

Caracteristici	Condiții de măsură	Simbol	Caracteristici la tamb							
			2N 167 1A		2N 167 1B		2N 1671 C		2N 2160	
			min	max	min	max	min	max	min	max
Rezistență interbază	$V_{B_2B_1} = 3V$	$R_{B_1B_2}$	4,7	9,1	4,7	9,1	4,7	9,1	4	12
Raportul intriseec	$V_{B_2B_1} = 10V$	η	0,47	0,62	0,47	0,62	0,47	0,62	0,47	0,80
Curentul rezidual de emitor	$V_{EB_1} = 30V$	I_{EBO}		12		0,2		0,02		12
Tensiunea de saturație a emitorului	$V_{B_2B_1} = 10V$ $V_{EB_1} = 50mA$	$V_{EB_1 sat}$		5		5		5		
Curentul de vale	$V_{B_2B_1} = 20V$ $R_{B_2} = 100\Omega$	I_V	8		8		8		8	
Curentul de virf	$V_{B_2B_1} = 25V$	I_P		25		6		2		25
Tensiunea de impuls de virf	Conf. schemei din fig. 9	V_{OB_1}	3		3		3		3	

Fig. 3. Variația curentului de virf funcție de temperatura joncțiunii.

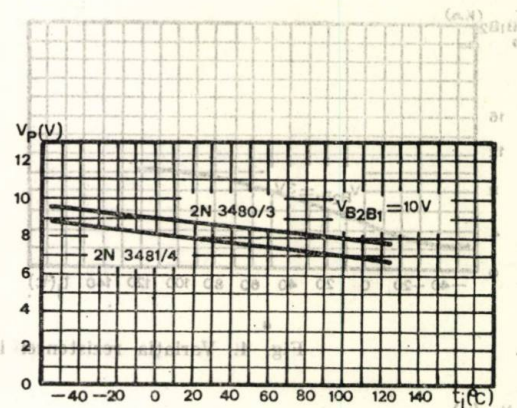
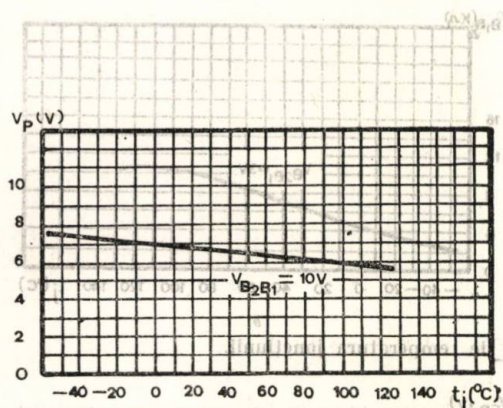


Fig. 6. Variația tensiunii de virf funcție de temperatura joncțiunii.

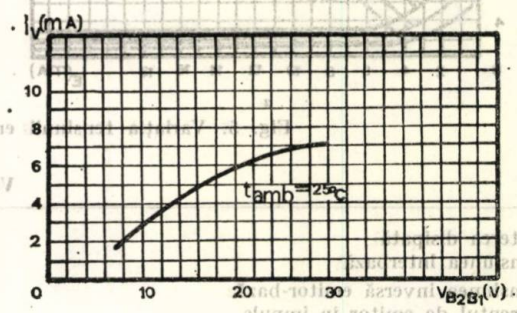
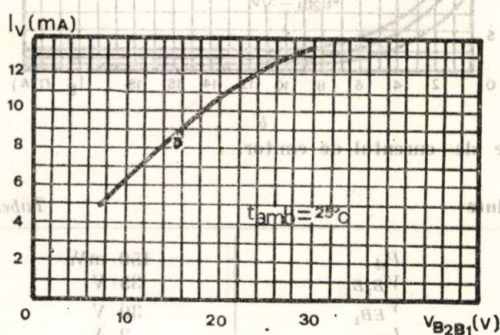


Fig. 7. Variația curentului de vale funcție de tensiunea interbază.

Tabelul 2

electrice
= 25 °C

2N 3479		2N 3480		2N 3481		2N 3483		2N 3484		U/M
4,7	9,1	4,7	9,1	4,7	9,1	4,7	9,1	6,2	9,1	kΩ
0,47	0,62	0,56	0,75	0,70	0,85	0,60	0,72	0,70	0,85	
	12		12		12		1		0,2	μA
	5		5		5		5		5	V
6		4		4		4		4		mA
	20		20		20		5		5	A
6		6		6		6		6		V

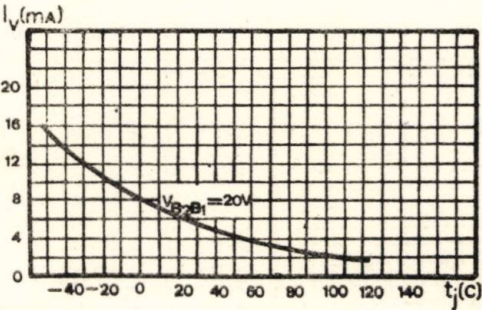
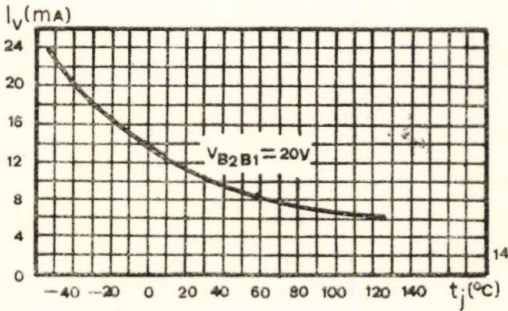


Fig. 8. Variația curentului de vale funcție de temperatura joncțiunii.

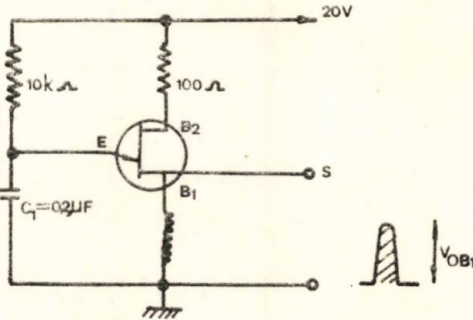


Fig. 9. Schema oscilatorului de relaxare.

2. Aspecte constructiv-tehnologice

Pe plan mondial tranzistoarele unijoncțiune se realizează atât prin aliere, cât și prin difuzie în structuri geometrice diverse. Ținând seama de necesitatea realizării reproductibile a unor TUJ cu performanțe tehnice ridicate, avînd o dispersie mică a parametrilor, prin procese

tehnologice cu un înalt grad de automatizare și la un preț de cost scăzut, ICCE București produce aceste dispozitive în structură cubică difuzată, utilizînd siliciu de mare rezistivitate. Tranzistoarele unijoncțiune sînt încapsulate în capsule metalice TO-5. Desenul capsulei este prezentat în figura 1. Caracteristicile TUJ sînt date în tabelele 1 și 2.



1979 SEP 27

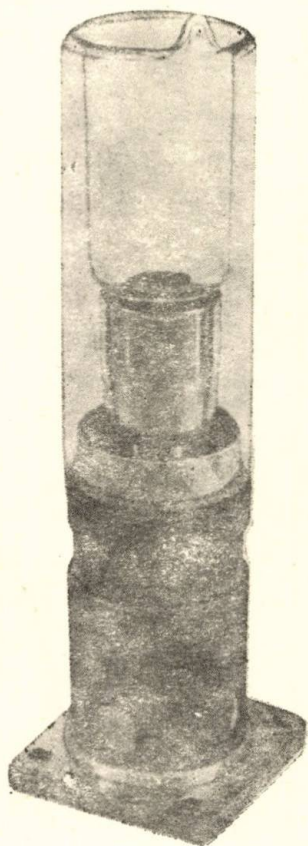
E 2040

oh



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 23 • Nr. 3 • SEPTEMBRIE 1979



**Tuburi de raze X
pentru analiză**

**Tuburi de raze X
pentru spec-
troscopie**

**Tuburi de raze X
pentru detecta-
rea defectelor**

**Blocuri detectoa-
re cu scintilație**

**Tuburi contoare
derazenucleare**

**Detectoare cu su-
prafață barieră**

EXPORTATOR:

 ***Techsnabexport***

32/34 Smolenskaja-Sennaja

121200 Moskova - URSS

Tel. 244-32-85; Telex 7628

PUBLIC OM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 23 Nr. 3 septembrie 1979

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

C U P R I N S

CZ 621.38.001

ZGOMOT
CÎȘTIG STATIC
TRANZISTOR BIPOLOR

Mihăilă, M.: **Asupra relației zgomot de joasă frecvență — cîștig static în curent (h_{FE}) în tranzistoare bipolare cu siliciu.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sep 1979, p. 89

Subliniind natura complexă a relației zgomot-cîștig static în curent în tranzistoare bipolare cu siliciu, lucrarea prezintă atît rezultatele experimentale în favoarea acesteia, cît și rezultate care constituie excepții.

CZ 621.3.042

ANALIZA PE CALCULATOR
SIMULARE LOGICĂ
CIRCUITE INTEGRATE MOS

Veron, A., Vanceu, R.: **Program pentru analiza circuitelor logice de mare complexitate.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sep 1979, p. 94

Se prezintă un program de analiză pe calculator a circuitelor logice combinaționale și secvențiale, sincrone și asincrone, luîndu-se în considerație și întîrzierile. Programul este dedicat în special simulării circuitelor MOS/LSI. Rulat pe un minicalculator cu 32 k de memorie, programul a permis simularea unor circuite cu pînă la 700 porți logice, timpul de simulare nedepășind cîteva minute.

CZ 621.3.087

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE AFIȘAJ
TESTARE

Negoiaș, M. ș.a.: **Metodă și echipament pentru testarea dispozitivelor semiconductoare de afișaj cu șapte segmente.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sep 1979, p. 99

Se expun două metode pentru testarea defectelor tipice ale afișoarelor multidigit cu șapte segmente, în configurația anod comun și catod comun. Testarea se realizează cu ajutorul unor scheme logice simple și este de tipul „merge-nu merge”.

CZ 621.375.4 : 621.314.235

TRANSFORMATOR
AMPLIFICATOR
PUTERE R. F.

Muntean, V., Fulea, M.: **Transformatoare de radiofrecvență de bandă largă: transformatorul divizor și transformatorul sumator de putere.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sep 1979, p. 101

Se prezintă un studiu al transformatoarelor sumatoare și divizoare utilizate la sumarea puterilor în emițătoarele tranzistorizate și verificarea practică experimentală pe un exemplu calculat.

CZ 621.317.75

CIRCUITE PLL
OSCILATOR COMANDAT ÎN TENSIUNE

Podoleanu, Gh. A. ș.a.: **Particularități ale realizării unor bucle PLL de frecvență ridicată cu circuitul integrat TAA 661.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sep 1979, p. 109

Urmărindu-se realizarea unor bucle cu fază blocată înaltă frecvență, cu circuitul integrat TAA 661 pentru demodulatoarele utilizate în sistemele de comunicații optice, în lucrare se evidențiază rezultatele foarte bune oferite de folosirea componentelor de fabricație românească în construirea unor astfel de echipamente.

CZ 621.383 : 535.242/247

FOTODETECTOARE CU SILICIU
FOTOCURENȚI

Băluță, Gh. ș.a.: **Fotodetectoare cu siliciu de sensibilitate mărită în albastru.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sep 1979, p. 113

Lucrarea prezintă cercetările efectuate în vederea măririi răspunsului spectral al fotodetectoarelor cu siliciu în regiunea albastră a spectrului. Dispozitivele realizate au joncțiune superficială ($x_j < 0,7 \mu\text{m}$), iar stratul antireflectant este corespunzător lungimilor de undă mai mici de $0,5 \mu\text{m}$.

NOTE

117

RECENZII

118

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNIUC; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, 71102 București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1432. Taxele postale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.38.001

ШУМ СТАТИЧЕСКИЙ ВЫИГРЫШ ДВУХПОЛЮСНЫЙ ТРАНЗИСТОР

Михэилэ, М.: О взаимосвязи шума низкой частоты и статического выигрыша в токе (h_{FE}) в двухполюсных кремниевых транзисторах.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 3, сентябрь 1979, стр. 89

Подчеркивая сложную сущность взаимоотношения шума статического выигрыша тока в двухполюсных кремниевых транзисторах, в работе представляются как экспериментальные результаты подтверждающие этот факт, так и результаты, являющиеся исключением.

УДК 621.3.042

АНАЛИЗ СПОМОЩЬЮ ВЫЧИСЛИ- ТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ ЛОГИЧЕСКОЕ СИМУЛИРОВА- НИЕ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА MOS

Верон, А., Ванку, Р.: Программа анализа логических схем большой сложности.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 3, сентябрь 1979, стр. 94

Представляется программа анализа на электронно-вычислительной машине логических комбинационных и секвенциальных цепей, синхронных и асинхронных, при учёте задержек. Программа, в основном предназначена симулированию схем MOS/LSI. Введённая в миникомпютер с памятью в 32 К, программа позволила симулировать некоторые схем, имеющих до 700 логических ворот, со временем симуляции, не превышающем нескольких минут.

УДК 621.3.087

ПОЛУПРОВОДНИКОВОЕ УСТРОЙ- СТВО ДЛЯ АФИШИРОВАНИЯ ИСПЫТАНИЯ

Негоицэ, М. и др.: Метод и оборудование для испытания полупроводниковых устройств афиширования с семью сегментами.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 3, сентябрь 1979, стр. 99

Приведены два метода для выявления типичных дефектов мультидигитальных устройств афиширования с семью сегментами, в конфигурации — общий анод и общий катод. Эти испытания осуществляются с помощью простых логических схем типа „идёт — не идёт”.

УДК 621.375.4: 621.314.235

ТРАНСФОРМАТОР УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТЬ РАДИОЧАСТОТЫ

Мунтян, В., Фуля, М.: Трансформаторы широкополосный радиочастоты: трансформаторы-делители и трансформаторы-сумматоры мощности.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 3, сентябрь 1979, стр. 101

Представляется исследование трансформаторов-сумматоров и трансформаторов-делителей, используемых при сложении мощностей с транзисторных передатчиков и при практической экспериментальной проверке на одном рассчитанном примере.

УДК 621.317.35

ЦЕПИ PLL УПРАВЛЯЕМЫЙ ОСЦИЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Подольну, Г. А. и др.: Особенности создания тепель PLL высокой частоты и интегральной схемой ТАА 661.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 3, сентябрь 1979, стр. 109

При создании тепель высокой частоты с блокируемой фазой с интегральной схемой ТАА 661 для демодуляторов, используемых в оптических системах связи, очень высокие результаты получены, при использовании различных компонентов румынского производства при создании выше упомянутых устройств.

УДК 621.383: 535.242.247

КРЕМНИЕВЫЕ ФОТОДЕТЕК- ТОРЫ ФОТОТОКИ

Бэлунэ, Г. и др.: Кремниевые фотодетекторы с повышенной чувствительностью в синем диапазоне спектра.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, № 3, сентябрь 1979, стр. 113

В работе приводятся исследования, осуществленные в виду повышения спектральной чувствительности кремниевых фотодетекторов в синей зоне спектра. Созданные элементы имеют поверхностный переход ($x \rightarrow 0,7 \text{ т}$), антирефлектирующий слой соответствует длине волк, меньших 0,5 т.

НОТЫ

117

РЕЦЕНЗИИ

118

INHALT

БК 621.38.001

GERAUSCH STATISCHER GEWINN SWEIPOLIGER TRANSISTOR

Mihăilă, M.: Bezüglich der Korrelation Niederfrequenz Geräusch-statistischer Gewinn im Strom (h_{FE}) bei zweipoligen Transistoren mit Silizium.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 3, September 1979, S. 89

Hervorhebend die komplexe Natur der Beziehung Geräusch-statistischer Gewinn, beim Strom in zweipoligen Transistoren mit Silizium, erwähnt die Arbeit die experimentellen Ergebnisse zu Gunsten dieser Beziehung, wie auch die Ergebnisse die Ausnahmen bieten.

БК 621.3.042

ANALYSE AUF DEM RECHNER LOGISCHE SIMULIERUNG INTEGRIERTE SCHALTUNGEN MOS

Veron, A., Vanou, R.: Programm für die Analyse der logischen Schaltungen von hoher Komplexität.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 3, September 1979, S. 94

Es wird ein Programm der Analysen auf dem Rechner, der logischen, Verbindungs — und Sequenzschaltungen, synchrone wie auch asynchrone, in Betracht nehmend auch die Verspätungen, beschrieben. Das Programm ist speziell für die Simulierung der MOS-LSI Schaltungen bestimmt. Gerollt auf einem Minirechner mit 32 k Speicher, hat das Programm die Simulierung einiger Schaltungen mit bis 700 logischen Toren gestattet; die Simulierungszeit überschreitet nicht einige Minuten.

DK 621.3.087

HALBLEITENDE VORRICHTUNGEN FÜR AFFICHE PRÜFUNG

Negoia, M. u. a. — Methode und Ausrüstung zur Prüfung von halbleitenden Affichierungsvorrichtungen, mit sieben Abschnitten.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 3, September 1979, S. 99

Es werden zwei Methoden zur Prüfung der typischen Fehler der vieldigitalen Affichen mit sieben Abschnitten, in der Gestaltung gemeinsame Anode, gemeinsame Kathode, beschrieben. Die Prüfung wird mit Hilfe einiger logischen Schemen durchgeführt und gehört der Type „es geht — es geht nicht“.

DK 621.375.4 : 621.314.235

TRANSFORMATOR VERSTÄRKER LEISTUNG R.F.

Muntean, V., Fulea, N. : Radiofrequenztransformatoren mit Breitband : Teilungstransformator und Summiertransformator für Leistung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 3, September 1979, S. 101

Es wird ein Studium der Summier — und Teilungstransformatoren, angewendet beim Summieren der Leistungen bei transistorisierten Sendern und die praktische experimentelle Prüfung bei einem berechneten Beispiel, beschrieben.

DK 621.317.75

PLL SCHALTUNGEN OSZILLATOR GESTEUERT BEI SPANNUNG

Podoleanu, Gh. A. u. a. : Besonderheiten der Herstellung, mit Hilfe der integrierten Schalung TAA 661, von einigen PLL — Schleifen mit hoher Frequenz.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 3, September 1979, S. 109

Bei Verfolgung der Herstellung mit Hilfe der integrierten Schalung TAA 661, von Schleifen mit Hochfrequenzsperrphasen, angewendet in den optischen Verkehrssystemen, werden in der vorliegenden Arbeit, die sehr guten Ergebnisse, die bei der Anwendung der Bestandteile rumänischer Herstellung, beim Bau solcher Ausrüstungen erzielt wurden hervorgehoben.

DK 621.383 : 535.242/247

SILIZIUMPHOTODETEKTORE PHOTOSTROME

Băluță, Gh. u. a. : Siliziumphotodetektoren mit erhöhter Empfindlichkeit im Blauen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 3, September 1979, S. 113

Die vorliegende Arbeit beschreibt die durchgeführten Forschungen Zwecks Vergrößerung des Spektralansprechens der Siliziumphotodetektoren, im blauen Bereich des Spektrums. Die erzielten Vorrichtungen haben eine oberflächliche Schicht $x_j \leq 0,7 \mu\text{m}$, während die gegenstrahlende Schicht, den kleineren Wellenlängen von $0,5 \mu\text{m}$, entspricht.

C O N T E N T S

DK 621.28.001

NOISE STATIC GAIN BIPOLAR TRANSISTOR

Mihăilă, M. : On the correlation low — frequency noise-current static gain with the silicon bipolar transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, no. 3, Sep. 1979, P. 89

Emphasizing the complex nature of the noise — current static gain relation with the silicon bipolar transistors, the paper presents both the experimental results which prove this relation as well as the exceptions.

DC 621.3.042

COMPUTER-AIDED ANALYSIS LOGIC SIMULATION MOS INTEGRATED CIRCUITS

Veron, A., Vanceu, R. : High complexity logic circuits analysis program.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, no. 3, Sep., 1979, P. 94

A synchronous and asynchronous, sequential and combinational logic-circuits computer-aided analysis is presented, delay time being also considered. The programme is dedicated specially to the MOS/LSI circuits simulation. Run on a 32 k memory microcomputer, the programme made possible some circuits simulation with up to 700 logic gates, the simulation time surpassing no more than a few minutes.

DC 621.3.087

TESTING DISPLAY SOLID STATE DEVICES

Negoia, M. and a. : Method and Equipment for testing the seven sections display solid state devices.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, no. 3, Sep., 1979, P. 99

Two test methods for the typical faults of the seven sections multidigit displays in the common anode and common cathode configuration are presented. The test is achieved with the aid of some simple logic diagram of the „go-no go” type.

DC 621.375.4 : 621.314.235

TRANSFORMER AMPLIFIER R.F. POWER

Muntean, V., Fulea, M. : Large band radiofrequency transformers : the power deviding transformer and the power summing transformer.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, no. 3, Sep. 1979, P. 101

A study of the power deviding and power summing transformers used at the power summing with the transistorized transmitters and the actual experimental checking on a reckoned example is presented.

DC 621.317.75

PLL CIRCUITS VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR

Podoleanu, Gh. A. and a. : Some peculiarities in achieving some PLL high frequency loops with the aid of the TAA 661 integrated circuit.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, Sep. 1979, P. 109

The paper has in view the achievement of some high frequency blocked-phase loops, with the aid of the TAA 661, integrated circuit, for the demodulators used in the optic communication systems. The very good results offered by the Romanian manufacture products in building up such equipments are pointed out.

SILICON PHOTODETECTORS
PHOTOCURRENTS

Băluță, Gh. and a. : Silicon Photodetectors with increased blue sensitivity.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, no. 3, Sep. 1979, P. 113

The paper presents the research work carried out in order to enlarge the spectral response of the silicon photodetectors in the blue region of the spectrum. The devices achieved have superficial junction ($x_j \leq 0,7 \mu\text{m}$) and the antireflecting layer corresponds to wavelengths lower than $6,5 \mu\text{m}$.

S O M M A I R E

CD 621.38.001

BRUIT
GAIN STATIQUE
TRANSISTOR BIPOLAIRE

Mihăilă, M. : Sur la corrélation bruit de basse fréquence — gain statique en courant (h_{FE}) dans les transistors bipolaires à silicium.

E.E.A. — *Automatica și electronica*, 23, nr. 3, sept. 1979, 89

Mettant l'accent sur la nature complexe de la relation bruit — gain statique en courant dans les transistors bipolaires à silicium, l'ouvrage présente les résultats expérimentaux en faveur de celle-ci ainsi que les résultats qui constituent des exceptions.

CD 621.3.042

ANALYSE DU MOYEN D'UN CALCULATEUR
SIMULATION LOGIQUE
CIRCUITS INTÉGRÉS MOS

Veron, A., Vançu, R. : Programme pour l'analyse des circuits logiques de grande complexité.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sept., 1979, 94

On y présente un programme d'analyse, au moyen d'un ordinateur, des circuits logiques combinatoires, et séquentiels, synchrones et asynchrones, prenant également en considération les retards. Le programme est spécialement dédié à la simulation des circuits MOS/LSI.

Roulé dans un minicalculetur à 32 k mémoire, le programme a permis la simulation de quelques circuits qui contiennent jusqu'à 700 portes logiques, la durée de simulation ne dépassant pas quelques secondes.

CD 621.3.087

DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS D'AFFICHAGE
ESSAI

Negoiță, M. et d'a : Méthode et équipement pour l'essai des dispositifs semiconducteurs d'affichage à sept segments.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sept., 1979, 99

On y expose deux méthodes pour l'essai défauts typiques des afficheurs multidigit à sept segments, dans la configuration anode commune et cathode commune. L'essai est réalisé au moyen de schémas logiques simples du type „go — no go”.

CD 621.375.4 : 621.314.235

TRANSFORMATEUR
AMPLIFICATEUR
PUISSANCE R.F.

Muntean, V., Fulea, M. : Transformateurs de radiofréquence de bande large : le transformateur diviseur et le transformateur sommateur de puissance.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sept. 1979, p. 101

On y présente une étude des transformateurs sommateurs et diviseurs utilisés à la sommation des puissances dans les émetteurs à transistors et la vérification pratique expérimentale ayant pour point de départ un exemple calculé.

CD 621.317.75

CIRCUITS PLL
OSCILATEUR COMMANDÉ EN TENSION

Podoleanu, Gh. A. et d'a : Particularités de la réalisation d'une boucle PLL de fréquence élevée au moyen du circuit intégré TAA 661.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sept., 1979, p. 109

Dans le but de la réalisation des boucles à phase bloquée de haute fréquence au moyen du circuit intégré TAA 661 pour les démodulateurs utilisés dans les systèmes de communications optiques, dans l'ouvrage on met l'accent sur les résultats très bons dus à l'emploi des composants de fabrication roumaine dans la construction de tels équipements.

CD 621.383 : 535.242/247

PHOTODÉTECTEURS A SILICIUM
PHOTOCOURANTS

Băluță, Gh. et d'a : Photodétecteurs à silicium à sensibilité accrue au bleu.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, nr. 3, sept., 1979, p. 113

L'ouvrage présente les recherches effectuées en vue d'augmenter la réponse spectrale des photodétecteurs à silicium dans la zone bleue de spectre. Les dispositifs réalisés ont une jonction superficielle ($x_j \leq 0,7 \mu\text{m}$), et la couche antiréflétante correspond aux longueurs d'onde plus petites que $0,5 \mu\text{m}$.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 3

CZ 621.38.001



Asupra relației zgomot de joasă frecvență — cîștig static în curent (h_{FE}) în tranzistoare bipolare cu siliciu

MIHAI MIHĂILĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Este general acceptat faptul că între zgomotul de joasă frecvență al unui tranzistor bipolar și cîștigul său static în curent h_{FE} există o relație directă: cu cît h_{FE} este mai mare (mic) cu atît nivelul de zgomot este mai mic (mare).

Plecînd de la definiția cîștigului static în curent ($h = I_c/I_B$), se consideră că factorii care afectează creșterea curentului de bază (deci scăderea lui h_{FE}) conduc și la creșterea nivelului de zgomot al tranzistorului. Pe aceste considerente, dispozitivele necesare unor aplicații de zgomot redus sînt astfel selecționate încît să prezinte un h_{FE} cît mai ridicat. Chiar dacă acest mod de a proceda dă rezultate bune, el nu este totdeauna corect, deoarece corelația zgomot — cîștig static comportă aspecte mult mai complicate, existînd foarte multe situații în care ea nu este respectată.

Aceasta este, de altfel, și motivul pentru care în foarte puține lucrări, care tratează aspecte legate de originea fenomenelor de zgomot în tranzistoare bipolare, se fac referiri la această corelație [1—3].

Khajezadeh & McCaffrey [1] indică o creștere a factorului de zgomot cu scăderea cîștigului static în curent, deși din rezultatele lor experimentale acest lucru nu reiese în mod riguros. Conform Hsu [2] tranzistoarele cu h_{FE} foarte mare prezintă nivele scăzute de zgomot, ca o consecință a faptului că pentru realizarea unui h_{FE} mare tranzistoarele sînt supuse unor tratamente speciale de îmbunătățire a calității suprafeței.

Neintenționîndu-se determinarea unei relații cantitative zgomot h_{FE} , concluziile lucrării [2] au un aspect calitativ.

Studiind influența dislocațiilor asupra zgomotului de joasă frecvență Nishida [3] constată că acestea (dislocațiile) reduc cîștigul static la curenți mici și crește nivelul zgomotului de joasă frecvență, fără prezentarea unei relații cantitative între aceste două mărimi.

Urmărind să sublinieze natura complexă a corelației zgomot — cîștig static în curent, lucrarea prezintă atît rezultate experimentale în favoarea acesteia, cît și rezultate care constituie excepții. Din acest punct de vedere în lucrare se încearcă o privire oarecum critică asupra corelației zgomot — cîștig static în curent.

Prezentarea rezultatelor experimentale este precedată de o scurtă introducere teoretică în domeniul fenomenelor de zgomot care au loc într-un tranzistor bipolar.

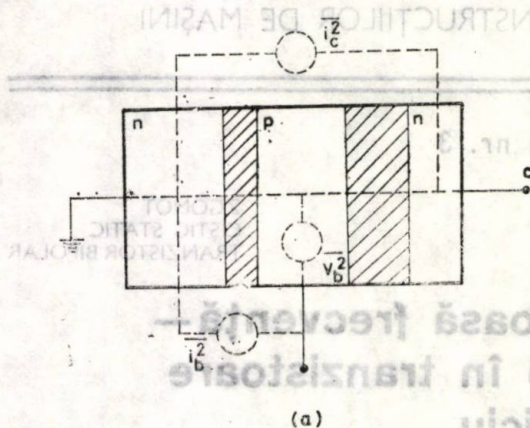
1. Teorie

Într-un tranzistor *npn*, curentul de colector este un curent de electroni care curge prin regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază, prin bază și prin regiunea de sarcină spațială a joncțiunii colector — bază.

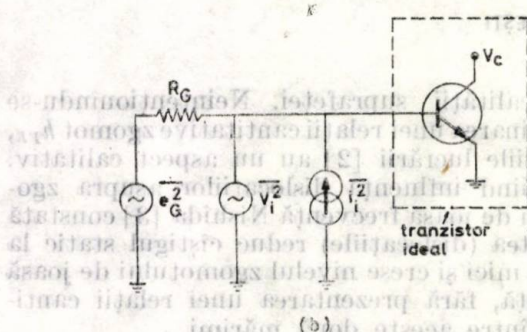
Curentul de majoritari determină apariția în colector a unei surse de zgomot termic (fig. 1a). Întrucît rezistența serie a colectorului este foarte mică, această sursă de zgomot este neglijabilă. Rămîne că sursa dominantă de zgomot în colector să fie cea determinată de trecerea electronilor prin regiunea de sarcină spațială colector — bază. Deci, în schema echivalentă de zgomot, colectorul contribuie cu o sursă de zgomot „shot” (i_c^2).

* Ing. Mihăilă, M. este cercetător științific la ICCE — București.

Fenomenele de recombinare din regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor — bază și zona adiacentă acesteia determină apariția unei surse de zgomot „shot” $\bar{i}_b^2$.



(a)



(b)

Fig. 1. a — Principalele surse de zgomot care afectează funcționarea tranzistorului bipolar (npn); b — schema echivalentă de zgomot.

Curentul de bază (goluri), determinat de fenomenele de recombinare, conduce la apariția unei surse de zgomot „shot” (înglobată în $\bar{i}_b^2$) și a unei surse de zgomot termic $\bar{v}_b^2$.

Cele trei surse se reflectă la intrarea tranzistorului (fig. 1b) dînd naștere la două surse de zgomot: una de tensiune $\bar{v}_i^2$ și una de curent $\bar{i}_i^2$. Alături de sursa echivalentă de zgomot termic a generatorului $\bar{e}_g^2$, cele două surse de intrare $\bar{i}_i^2$ și $\bar{v}_i^2$ pot să caracterizeze (din punct de vedere ingineresc) în întregime performanțele de zgomot ale tranzistorului. În forma sa cea mai generală, factorul de zgomot F al unui tranzistor se determină astfel:

$$F = \frac{\sum \text{tens. echiv. de zgomot}}{\text{tens. echiv. de zgomot a generatorului } (\bar{e}_g^2)}, \quad (1)$$

sau:

$$F = \frac{\bar{e}_g^2 + \bar{v}_i^2 + \bar{i}_i^2 R_G^2}{\bar{e}_g^2} = 1 + \frac{\bar{v}_i^2}{\bar{e}_g^2} + R_G^2 \frac{\bar{i}_i^2}{\bar{e}_g^2}. \quad (2)$$

În schema echivalentă de zgomot generatorul este figurat printr-un rezistor ideal (de rezistență R_G) și o sursă de zgomot termic (Johnson [4]), a cărei valoare medie pătratică este dată de relația Nyquist [5]:

$$\bar{e}_g^2 = 4 K T R_G \Delta f. \quad (3)$$

Semnificația termenilor din relația (3) este următoarea:

K — constanta Boltzmann,
 T — temperatură absolută,
 Δf — banda de frecvență.

Cum practic:

$$\frac{\bar{v}_i^2}{\bar{e}_g^2} \approx \text{const.}, \quad (4)$$

și:

$$\bar{i}_i^2 = \bar{i}_b^2 + \frac{\bar{v}_i^2}{h_{FE}^2} \approx \bar{i}_b^2, \quad (5)$$

rezultă:

$$F \propto R_G^2 \frac{\bar{i}_i^2}{\bar{e}_g^2}, \quad (6)$$

sau:

$$F \propto \bar{i}_i^2 \frac{R_G}{4 K T \Delta f}. \quad (7)$$

Deoarece $R_G/4 K T = \text{const.}$ și ținînd seama de (5) rezultă:

$$F \propto \text{const.} \frac{\bar{i}_b^2}{\Delta f}. \quad (8)$$

Este demonstrat [6—7] că în plaja de frecvențe joase în care se manifestă fenomene de zgomot în exces (ex.: zgomot $1/f$), spectrul de zgomot ($\bar{i}_b^2/\Delta f$) al joncțiunii emitor-bază este proporțional cu densitatea stărilor de suprafață (N_{st}) și mărimea curentului de bază (I_B):

$$\frac{\bar{i}_b^2}{\Delta f} \propto \frac{1}{f} N_{st} I_B^n. \quad (9)$$

Constanta n ia valori în plaja (1—1,5). Ținînd seama de (9) și de faptul că, prin definiție, $h_{FE} = I_c/I_B$ relația (8) devine:

$$F \propto \text{const.} \frac{1}{f} N_{st} \left[\frac{I_c}{h_{FE}} \right]^n. \quad (10)$$

Relația (10) exprimă matematic, în modul cel mai simplu, faptul că în domeniul frecvențelor joase factorul de zgomot al unui tranzistor este direct proporțional cu densitatea stărilor de suprafață N_{st} și mărimea

curentului de colector I_c și este invers proporțional cu valoarea câștigului static în curent. După cum se va vedea în capitolul următor, există atât situații în care relația (10) se respectă, cât și situații în care ea nu este respectată.

Se subliniază faptul că studiul dependenței factorului de zgomot de densitatea stărilor de suprafață N_{st} sau de curentul de colector I_c nu fac obiectul prezentei lucrări.

2. Rezultate experimentale

S-au făcut măsurători pe un număr de 150 tranzistoare convenționale de joasă frecvență (ex.: BC 107—109, BC 171—173, BC 174 etc.), din fiecare clasă de câștig static fiind măsurate câte zece tranzistoare.

Măsurătorile au constat în determinarea spectrului de zgomot (exprimat prin variația factorului de zgomot de frecvență) și a câștigului static în curent pentru fiecare tranzistor. Variația factorului de zgomot s-a determinat cu ajutorul unui analizor de zgomot HP 4470A. Toate tranzistoarele au fost măsurate în următoarele condiții de polarizare: $I_c = 10 \mu A$, $V_{CE} = 5V$, $R_G = 10 K\Omega$, $\Delta f = 4 Hz$ (dată de aparat). Câștigul static în curent a fost determinat în șase puncte în jurul valorii de $10 \mu A$ (valoare la care s-a determinat factorul de zgomot) și la $V_{CE} = 5V$.

Majoritatea curbelor de variație a factorului de zgomot și a câștigului static s-au obținut cu ajutorul unui program de interpolare (folosind un polinom de gradul trei) pe un calculator HP 9825A.

Pentru o prezentare grafică corespunzătoare, cele 150 de tranzistoare au fost împărțite în grupe de câte cinci, o clasă de câștig static conținând, deci, două grupe (numerotate 1—5 și 6—10).

Analiza datelor experimentale a reliefat faptul că relația zgomot — câștig static în curent comportă o mare diversitate de aspecte care au putut fi concretizate în următoarele exemple tipice:

a. Între tranzistoare din clase diferite de h_{FE} , relația $F \propto \frac{1}{h_{FE}}$ se respectă riguros pentru toate

dispozitivele analizate. Exemplificarea se face în figura 2 pe tranzistoare BC 107 (clasele A și B) prin prezentarea variației cu frecvența a factorului mediu de zgomot $\bar{F}$ și a variației câștigului static mediu $\bar{h}_{FE}$ în curent (fig. 2, insert).

b. Relația se respectă pe tranzistoare individuale.

Afirmația are un caracter oarecum restrâns, în sensul că ea este mult mai ușor de stabilit pentru un număr mic de tranzistoare. Cu cât numărul de tranzistoare este mai mare, relația

este mai greu de stabilit. În nici una din grupele de tranzistoare supuse analizei, cele cinci tranzistoare nu se supun riguros relației $F \propto \frac{1}{h_{FE}}$.

În figura 3 sînt prezentate variațiile $h_{FE}(I_c)$ și $F(f)$ pentru tranzistoarele BC 171A (grupa 1—5). Pentru patru din cele cinci tranzistoare se poate observa (în sensul de creștere a lui F , respectiv

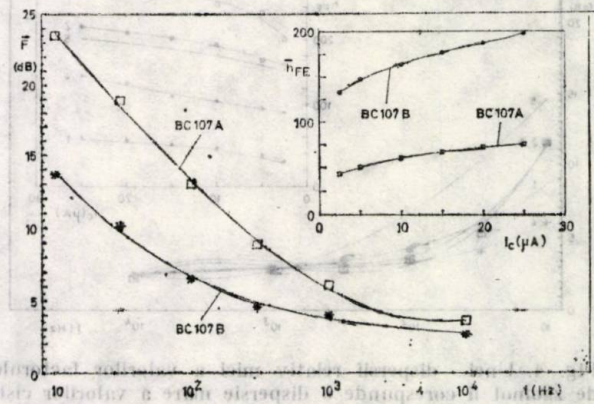


Fig. 2. Între tranzistoare de clase diferite de h_{FE} , corelația $F \propto 1/h_{FE}$ se respectă.

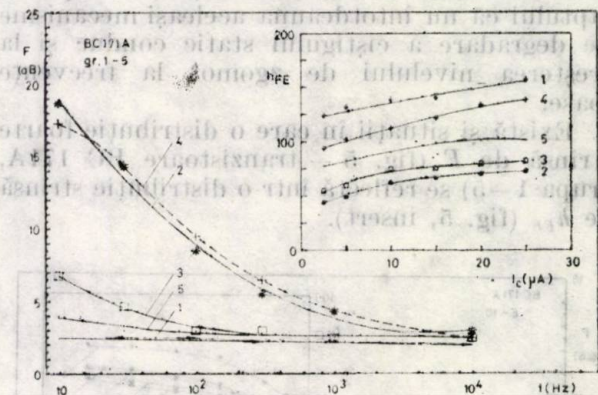


Fig. 3. Corelația $F \propto 1/h_{FE}$ se respectă pe tranzistoare individuale. Tranzistorul 4 constituie o excepție, spectrul său de zgomot prezentând anomalii.

descreștere a h_{FE}) următoarea secvență: 1—5—3—2. În acest grup de tranzistoare se semnalează și prima anomalie: tranzistorul 4 prezintă (pentru $f \lesssim 30 Hz$) cel mai ridicat factor de zgomot. Cu toate acestea, la diferențe minime de F (față de tranzistorul 2) el prezintă un h_{FE} foarte ridicat.

c. În figura 4 este prezentat un caz (pentru tranzistoare BC 171B grupa 1—5), în care nu se poate stabili o corelație decît cel mult între trei tranzistoare.

Chiar pentru o anumită frecvență nu se poate stabili o corelație clară. Astfel, secvenței 3—2—5—4—1 de descreștere a câștigului static (fig. 4, insert) îi corespund secvențele 4—1—2—3—5 (la $f = 10 Hz$) și 3—4—2—1—5 (la $f = 300 Hz$) de creștere a factorului de zgomot).

Interesant în cazul acestei grupe de tranzistoare este faptul că deși factorul de zgomot nu prezintă o dispersie foarte mare la frecvențe joase (mai ales la 300 Hz și 100 Hz), valorile câștigului static în curent sint extrem de dispersate.

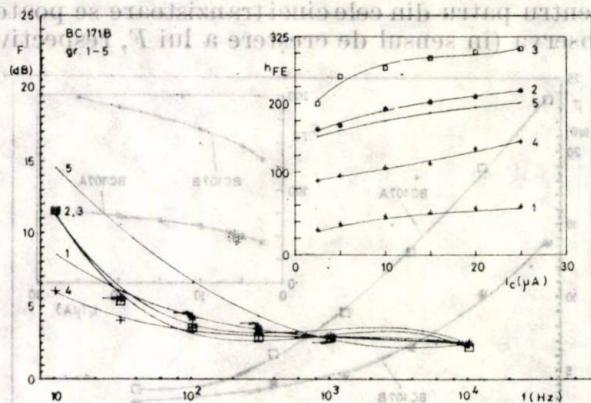


Fig. 4. Unei dispersii relativ mici a valorilor factorului de zgomot îi corespunde o dispersie mare a valorilor câștigului static în curent (insert).

Se consideră că această situație este expresia faptului că nu întotdeauna aceleași mecanisme de degradare a câștigului static conduc și la creșterea nivelului de zgomot la frecvențe joase.

d. Există și situații în care o distribuție foarte strânsă de F (fig. 5 — tranzistoare BC 171A, grupa 1—5) se reflectă într-o distribuție strânsă de h_{FE} (fig. 5, insert).

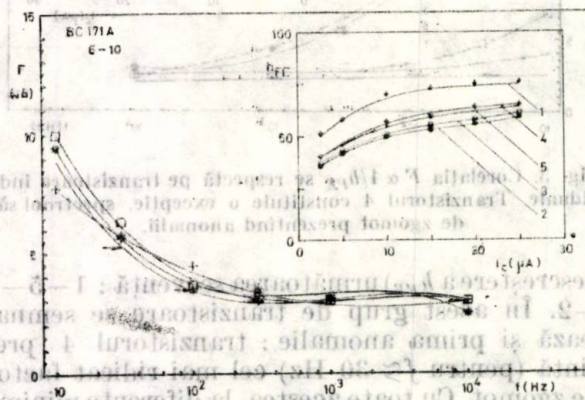


Fig. 5. Formă globală de manifestare a corelației $F \propto 1/h_{FE}$: o distribuție strânsă de F se reflectă într-o distribuție strânsă de h_{FE} (insert).

Această este o formă globală de manifestare a corelației zgomot—câștig static în curent și exprimă faptul că (în acest caz) aceleași mecanisme fizice stau la originea degradării câștigului static în curent și a creșterii nivelului de zgomot la frecvențe joase.

e. Analiza rezultatelor experimentale a evidențiat faptul că spectrul de zgomot al unor tranzistoare prezintă o serie de abateri de

la legea $1/f$ (fig. 6, BC 173 B/tr. 8). Pentru aceste tranzistoare, factorul de zgomot prezintă, în general, (pentru un domeniu îngust de frecvență), o variație lentă, după care urmează o cădere mai rapidă (după $1/f^2$, $\alpha \approx 2$). Această formă de variație este asociată prezentei zgomotului de explozie ([8, 9]). Deși tranzistoarele cu un astfel de spectru au un nivel ridicat de zgomot la frecvențe joase, în mod cu totul paradoxal, absolut toate prezintă tendința de a avea un câștig static în curent mare. În mod concret, tranzistoarele 7 și 8 (fig. 6) prezintă același factor de zgomot de bandă largă (2,5 dB). Mai mult, factorii de zgomot „spot” ai celor două tranzistoare au valori identice pentru două frecvențe: 1 kHz și 10 kHz. Sub $f < 1$ kHz, tranzistorul

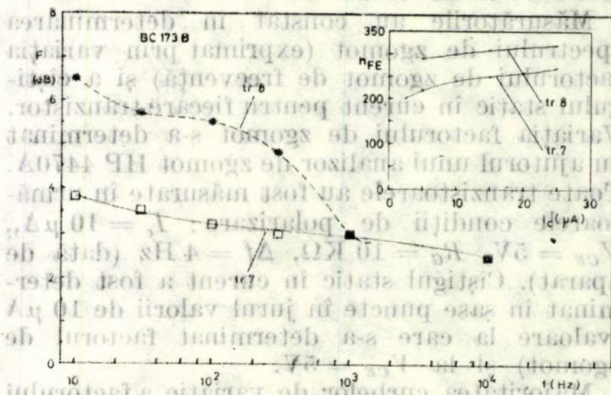


Fig. 6. Caz în care corelația $F \propto 1/h_{FE}$ nu se respectă pe tranzistoare individuale. Spectrul tranzistorului 8 indică prezența zgomotului de explozie.

8 are un nivel ridicat de zgomot, alura spectralului indicând prezența zgomotului de explozie. Cu toate acestea câștigul static al tranzistorului 8 este mai mare decât cel al tranzistorului 7 (fig. 6, insert). Aceste observații experimentale, nesemnificate încă în literatura de specialitate, sint un argument în favoarea faptului că zgomotul de explozie nu este generat de efecte pure de recombinare.

Anomaliile de genul celei mai sus menționate apar chiar în cazul în care spectrul prezintă cea mai ușoară abatere de la legea $1/f$ (în sensul că el tinde, chiar pentru o plajă foarte îngustă de frecvență, să se comporte după $1/f^2$).

Un exemplu îl constituie chiar prima anomalie (ex. la) semnalată în lucrare: în plaja (10—30 Hz) spectrul de zgomot al tranzistorului 7 (fig. 3) nu se supune legii $1/f$. S-au observat câteva situații în care diferențe mari de h_{FE} nu pot fi justificate prin anomalii de spectru. Deși tranzistoarele 8 și 9 (fig. 7) nu prezintă anomalii în spectru, diferențele de factor de zgomot sint minime între valorile câștigului static în curent existând diferențe mari. Se consideră că astfel de anomalii sint generate de prezența unor defecte local

zate la nivelul jonctiunii emitor — bază (în special) și a căror influență asupra comportării dispozitivelor este insuficient cunoscută.

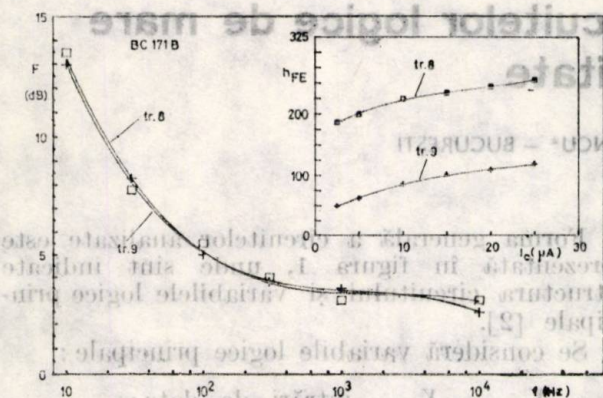


Fig. 7. O anomalie inexplicabilă zgomot — h_{FE} pe tranzistoare individuale. Diferența de h_{FE} nu poate fi justificată prin anomalii de spectru.

Concluzii

Corelația zgomot — câștig static în curent se respectă riguros între tranzistoare din clase diferite de h_{FE} . Pe grupe de tranzistoare individuale, corelația este mai ușor de stabilit în cazul în care grupa este alcătuită dintr-un număr mic de tranzistoare. Cu cât numărul tranzistoarelor care intră în componența grupe este mai mare, corelația este mai greu de stabilit, datorită excepțiilor care apar.

S-au evidențiat situații în care distribuții strinse ale valorilor factorului de zgomot se reflectă în distribuții strinse ale câștigului static. Se consideră că aceasta este o formă globală de manifestare a corelației zgomot — câștig static. Există și situații în care unei dispersii mici a factorului de zgomot îi corespunde o dispersie mare a câștigului static în curent.



Fig. 1. Configurația generală a circuitului logic analizat.

În cele ce urmează se prezintă structura programului și câteva exemple de utilizare pentru simularea unor circuite logice tipice.

O serie de tranzistoare cu nivel de zgomot ridicat nu prezintă tendințe de degradare a câștigului static. Spectrul de zgomot al acestor tranzistoare variază cu frecvența după legea $1/f^\alpha$ ($\alpha \approx 2$), formă de variație care indică prezența zgomotului de explozie. S-a constatat că cele mai mici anomalii ale spectrului de zgomot conduc la tendințe mai puțin accentuate de degradare a câștigului static.

S-au semnalat situații în care diferențele de câștig static nu pot fi justificate prin existența unor nivele diferite de zgomot sau anomalii de spectru.

Studierea originii fizice a anomaliilor care afectează corelația zgomot — câștig static ar putea oferi informații utile asupra mecanismelor de generare a zgomotului de joasă frecvență în tranzistoare bipolare cu siliciu.

Bibliografie

- [1] Khajezadeh, H., McCaffrey, T.T. Material and Process Considerations for Monolithic Low — $1/f$ — Noise Transistors. In: Proc. of the IEEE, vol. 57, 1969 p. 1518—1522.
- [2] Hsu, S.T. Noise in High-Gain Transistors and its Application to the Measurement of Certain Transistors Parameters. In: IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED—18, 1971, p. 425—531.
- [3] Nishida, M. Effects of Diffusion — Induced Dislocations on the Excess Low — Frequency Noise. In: IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED—20, 1973, p. 221—226.
- [4] Johnson, J.B. Thermal agitation of electricity in conductors. In: Phys. Rev., vol. 32, 1928, p. 97—105.
- [5] Nyquist, H. Thermal agitation of electric charge in conductors. In: Phys. Rev., vol. 32, 1928, p. 110—119.
- [6] Hsu, S.T., Fitzgerald, D.J., Grove, A.S. Surface-state related $1/f$ noise in $p-n$ junctions and MOS transistors. In: Appl. Phys. Lett., vol. 12, 1968, p. 287—289.
- [7] Grove, A.S., Hsu, S.T. Introduction to noise in semiconductor devices, Fairchild Technical Report, 1969.
- [8] Jaeger, R.C., Brodersen, A.J. Low-Frequency Noise Sources in Bipolar Junction Transistors. In: IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED—17, 1970, p. 128—134.
- [9] Hsu, S.T., Whittier, R.J. Characterization of burst noise in silicon devices. In: Solid-St. Electron., vol. 12, 1969, p. 867—878.

1. Formularea problemei generale

Programul prezentat rezolvă problema de minimizare a răspunsului unui circuit logic la o secvență arbitrară de semnale aplicate la intrare.

* Versiunea 1.0 este inginer. Vănuș, A. — cercetător la I.C.E.E. — București.

CZ 621.3.042

ANALIZĂ PE CALCULATOR
SIMULARE LOGICĂ
CIRCUITE INTEGRATE M S

Program pentru analiza circuitelor logice de mare complexitate

ADRIANA VERON*, RADU VANCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Creșterea complexității circuitelor logice, marcată prin apariția circuitelor integrate LSI, cum ar fi microprocesoarele, a impus folosirea calculatorului ca instrument de analiză și proiectare.

Programul prezentat se înscrie în categoria programelor de simulare logică, avînd drept scop determinarea răspunsului unui circuit logic la o secvență oarecare de semnale aplicate la intrare.

Programul permite simularea unei game largi de circuite logice combinatoriale și secvențiale, cu una sau mai multe faze. În particular, pot fi analizate circuite dinamice cu două faze, caracteristice pentru MOS/LSI [1].

Pentru simulare, circuitele sînt descrise prin topologie și prin valorile logice ale variabilelor de intrare. Programul calculează valorile logice ale variabilelor de ieșire, făcînd posibilă determinarea răspunsului circuitului analizat la secvența de semnale aplicată la intrare.

Ca trăsături deosebite ale programului pot fi enumerate următoarele: ordonarea nodurilor, tratarea reacției și tratarea întârzierilor.

Algoritmii utilizați au fost dezvoltati în vederea rularii programului pe sisteme de calcul mici și medii, dîndu-se o deosebită atenție minimizării cerințelor de memorie și de timp de rulare. Programul rulat pe minicalculatorul VARIAN 73, cu o memorie de 32 K existent la ICCE, a permis simularea unor circuite cu pînă la 700 porți logice, timpul de simulare nedepășind, în general, cîteva minute; aceasta îl face utilizabil în simularea circuitelor logice de mare complexitate, chiar în condițiile disponibilității unui calculator de capacitate mică.

În cele ce urmează se prezintă structura programului și cîteva exemple de utilizare pentru simularea unor circuite logice tipice.

1. Formularea problemei generale

Programul prezentat rezolvă problema determinării răspunsului unui circuit logic la o secvență arbitrară de semnale aplicate la intrare

* Veron, A. este inginer, Vancu, R. — cercetător la I.C.C.E. — București.

Forma generală a circuitelor analizate este prezentată în figura 1, unde sînt indicate structura circuitului și variabilele logice principale [2].

Se consideră variabile logice principale:

- $X_1, \dots, X_I$ — intrări de date;
- $\Phi_1, \dots, \Phi_N$ — intrări de tact;
- $Y_1, \dots, Y_E$ — ieșiri ale circuitului;
- $x_1, \dots, x_R$ — ieșiri din blocul de reacție;
- $Y_1, \dots, Y_R$ — intrări în blocul de reacție.

Structura circuitului este alcătuită din interconexiuni arbitrare de porți logice (SI, SI—NU, SAU, SAU—NU, NU etc.), bistabili declarați explicit (de tip JK, cu acționare HL sau LH), sau implicit (prin intermediul căilor de reacție) și comutatoare controlate de semnalele de tact.

Comutatoarele controlate sînt specifice logicii MOS. Un comutator controlat constă dintr-un tranzistor de transfer a cărui stare de conducție/

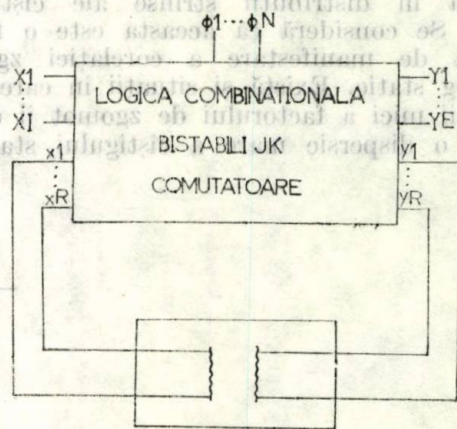


Fig. 1. Configurația generală a circuitului logic analizat.

blocare este comandată de valoarea logică H/L a semnalului de control. În starea de conducție comutatorul transferă valoarea logică a intrării sale la ieșire, iar în starea de blocare păstrează la ieșire starea anterioară a intrării sale.

Modul de interconectare a elementelor constitutive ale circuitului poate fi arbitrar.

Cu ajutorul programului pot fi analizate:

— circuite combinaționale, pentru care starea obținută la ieșire este funcție numai de combinația de valori a variabilelor aplicate la intrare;

— circuite secvențiale sincrone, pentru care starea obținută la ieșire depinde de starea intrărilor și de starea anterioară a circuitului, tranzițiile făcându-se la momente de timp bine definite, controlate de semnalele de tact;

— circuite secvențiale asincrone, pentru care starea obținută la ieșire depinde de starea intrărilor și de starea circuitului, tranzițiile făcându-se la momente de timp arbitrare, determinate de întârzierile circuitului.

Programul are drept scop determinarea răspunsului circuitului $Y_1, \dots, Y_E$ în funcție de intrările de date $X_1, \dots, X_I$, intrările de tact $\Phi_1, \dots, \Phi_N$ și ieșirile din blocul de reacție $x_1, \dots, x_R$:

$$-Y_1, \dots, Y_E = f(X_1, \dots, X_I, \Phi_1, \dots, \Phi_N, x_1, \dots, x_R; t).$$

Variația în timp a răspunsului circuitului pentru o anumită stare a intrărilor este determinată de faptul că, în general, tranzițiilor semnalelor prin porțile logice li se asociază anumite întârzieri.

2. Algoritmul de calcul

Analiza circuitelor logice cuprinde două etape și anume:

— descrierea topologiei circuitului și inițializarea valorilor logice în nodurile cunoscute;

— ordonarea nodurilor și calculul stărilor prin care trece circuitul.

Prima etapă, realizată de utilizator, începe cu numerotarea nodurilor circuitelor; aceasta se face în mod arbitrar, asociind fiecărui nod un număr între 1 și $N_{\max}$, unde $N_{\max}$ depinde de memoria calculatorului.

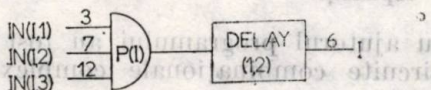
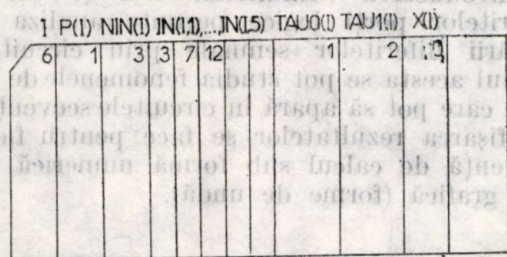


Fig. 2. Modul de descriere a topologiei circuitului.

Numerotarea este urmată de caracterizarea fiecărui nod din punct de vedere al topologiei circuitului, al funcției logice îndeplinite de

operatorul logic care definește nodul și al întârzierilor HL și LH introduse de respectivul operator.

În program, caracterizarea se face asociind fiecărui nod o cartelă de date (figura 2), care cuprinde:

- numărul asociat nodului, I ;
- operatorul logic care îl precede, $P(I)$;
- numărul de intrări în operator, $NIN(I)$;
- intrările în operator, $IN(I,1), \dots, IN(I,5)$;
- întârzierile HL și LH introduse de operator, $TAUO(I), TAU(I)$;
- funcția cunoașterii nodului, $X(I)$.

Funcția cunoașterii nodului, $X(I)$ este utilă pentru ordonarea nodurilor circuitului și se definește în modul următor:

$X(I) = 1$, dacă valoarea logică a nodului este cunoscută la începutul simulării;

$X(I) = 0$, dacă valoarea logică a nodului nu este cunoscută la începutul simulării.

Se consideră cunoscute următoarele noduri ale circuitului:

- intrări de date, $X_1, \dots, X_I$;
- intrări de tact, $\Phi_1, \dots, \Phi_N$;
- ieșiri din blocul de reacție, $x_1, \dots, x_R$.

Descrierea topologiei circuitului este urmată de inițializarea valorilor logice în următoarele noduri:

- intrări de date;
- intrări de tact;
- ieșiri din blocul de reacție;
- ieșiri ale comutatoarelor;
- ieșiri ale bistabililor JK .

Se observă că noțiunile de „nod cunoscut” și „nod inițializat” sînt distincte, deosebirea fiind că un „nod inițializat” este cunoscut numai la începutul simulării, pe cînd un „nod cunoscut” are o valoare impusă din exterior în orice moment al simulării.

Cea de-a doua etapă a analizei cuprinde simularea efectivă a circuitului, deci calculul funcției:

$$-Y_1, \dots, Y_E = f(X_1, \dots, X_I, \Phi_1, \dots, \Phi_N, x_1, \dots, x_R; t).$$

Calculul necesită precizarea corectă a valorilor logice în nodurile inițializate; acest lucru este necesar numai pentru circuitele secvențiale.

Precizarea stării nodurilor inițializate permite determinarea valorilor logice în toate nodurile circuitului. Pentru aceasta este necesar ca în momentul în care se determină starea unui nod oarecare I să fie cunoscută starea tuturor nodurilor care intră în operatorul $P(I)$.

Problema este rezolvată în program prin ordonarea nodurilor.

Algoritmul de ordonare a nodurilor este prezentat în figura 3 și este construit conform următorului principiu: un nod necunoscut devine cunoscut atunci când toate intrările sale sînt cunoscute.

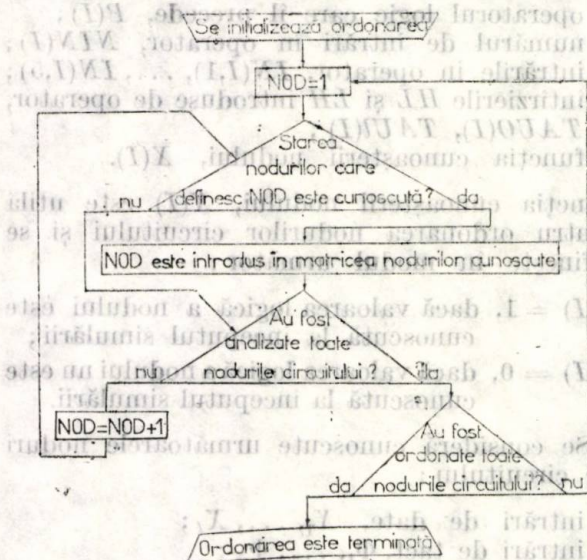


Fig. 3. Algoritmul de ordonare a nodurilor

Prin ordonarea nodurilor se urmărește re poziționarea acestora, astfel încît atunci cînd se ia în considerație starea unui nod oarecare acesta să fie cunoscut sau toate intrările operatorului asociat să fie cunoscute.

Pe măsura ordonării lor, nodurile sînt introduse în matricea nodurilor cunoscute. Pentru nodurile ordonate funcția cunoașterii $X(I)$ devine 1.

Secvența se reia pînă la ordonarea completă a nodurilor.

Operația de ordonare a nodurilor este realizată o singură dată, la începutul simulării. În timpul simulării efective a circuitului, programul ia în considerație nodurile în ordinea prevăzută prin ordonare, însă acestea își păstrează numerele alocate de utilizator.

Ordonarea nodurilor este urmată de calculul valorilor logice în nodurile neinițializate, pentru determinarea stării inițiale a circuitului.

Calculul se reia de un număr de ori egal cu numărul de modificări ale secvenței de semnale aplicate la intrare.

Etapele principale ale calculului sînt prezentate în figura 4:

- determinarea stării inițiale a circuitului;
- închiderea comutatoarelor corespunzător secvenței semnalelor de tact;
- calculul răspunsului circuitului;
- verificarea stabilității circuitului;
- afișarea rezultatelor.

O trăsătură deosebită a programului o reprezintă posibilitatea de analiză a unor circuite care conțin bucle de reacție în afara bistabililor declarați ca atare.

Analiza acestor scheme este realizată de program prin secționarea buclelor de reacție și efectuarea unui număr de iterații pînă se ajunge la o stare stabilă.

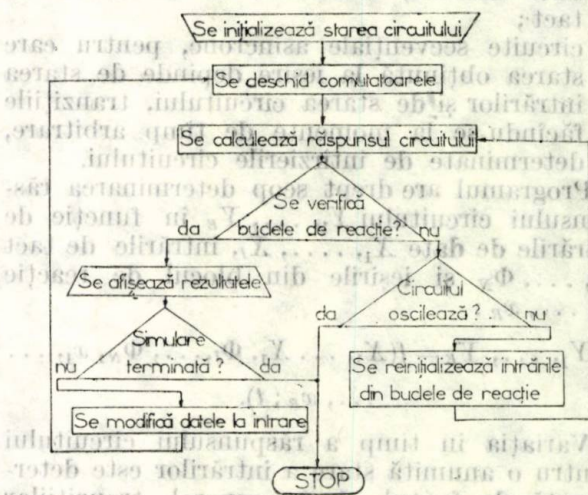


Fig. 4. Algoritmul de calcul al răspunsului circuitului.

În cazul în care starea stabilă nu este obținută, se semnalează faptul că circuitul oscilează.

Etapele de calcul al stării circuitului și de verificarea stabilității se reiau pentru fiecare secvență de semnale $(X_1, \dots, X_n, \Phi_1, \dots, \Phi_n, x_1, \dots, x_R)$ aplicate la intrare.

În cazul în care operatorii logici introduc anumite întârzieri, fiecare semiperioadă de tact este împărțită într-un număr dat de intervale, pentru fiecare interval calculîndu-se starea viitoare a circuitului și verificîndu-se stabilitatea sa.

Introducerea întârzierilor HL și LH ale diferitelor porți logice permite analiza propagării diferitelor semnale prin circuit; în modul acesta se pot studia fenomenele de concurs care pot să apară în circuitele secvențiale.

Afișarea rezultatelor se face pentru fiecare secvență de calcul sub formă numerică (0,1) sau grafică (forme de undă).

3. Aplicații

- Cu ajutorul programului au fost simulate
- circuite combinaționale complexe (ALU-8080);
 - circuite secvențiale sincrone (CDB — 4193);
 - circuite secvențiale cuasiasincrone (TIMING-8080);
 - circuite secvențiale asincrone (numărător divizor cu N).

Pentru unitatea logico-aritmetică a microprocesorului 8080, au fost simulate următoarele funcții: sumare, deplasare, funcții logice (SI, SAU, SAU exclusiv).

În figura 5 se poate urmări funcționarea număratorului sincron reversibil CDB 4193 pentru numărare directă și inversă, după următoarea secvență [3]:

- inițializare 2;
- numărare inversă 1, 0, 15, 14, 13;
- numărare directă 13, 14, 15, 0, 1, 2.

NUMARATOR BINAR SINCRON REVERSIBIL

TACT	DOWN	UP	QA	QB	QC	QD	BOR	CAR
0	+	+	+	+	+	+	+	+
1	+	+	+	+	+	+	+	+
2	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
3	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
4	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
5	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
6	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
7	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
8	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
9	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
10	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
11	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
12	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
13	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
14	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
15	+++	+	+++	+++	+	+	+	+
16	+	+++	+	+	+	+	+	+
17	+	+++	+	+	+	+	+	+
18	+	+++	+	+	+	+	+	+
19	+	+++	+	+	+	+	+	+
20	+	+++	+	+	+	+	+	+
21	+	+++	+	+	+	+	+	+
22	+	+++	+	+	+	+	+	+
23	+	+++	+	+	+	+	+	+
24	+	+++	+	+	+	+	+	+

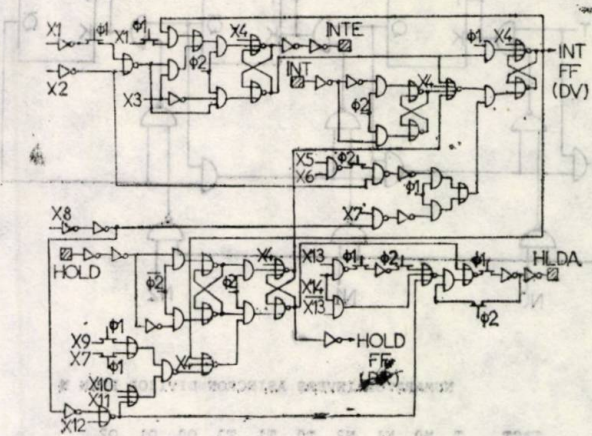
Fig. 5. Secvența de numărare a număratorului CDB 4193.

În figura 6 a este prezentată o secțiune din TIMING-ul microprocesorului 8080 care controlează răspunsul la cererile de întrerupere.

Figura 6 b facilitează studierea modului în care sistemul răspunde la cererile INT REQUEST și HOLD REQUEST. Aceste semnale sint asincrone față de tactul intern al microprocesorului. Pentru a preveni tranzițiile false este necesară o sincronizare a acestor semnale, sincronizare realizată la intrarea în circuit cu ajutorul unor bistabili comandați de tactul $\Phi 2$ [4].

Se observă că setarea latch-ului de întrerupere internă INT are loc în momentul în care, având o cerere de întrerupere INT la intrare, linia INTE și tactul $\Phi 2$ au nivele logice 1. În

mod similar, setarea latch-ului de întrerupere internă HOLD necesită coincidența nivelelor logice 1 ale semnalelor READY, HOLD și $\Phi 2$.



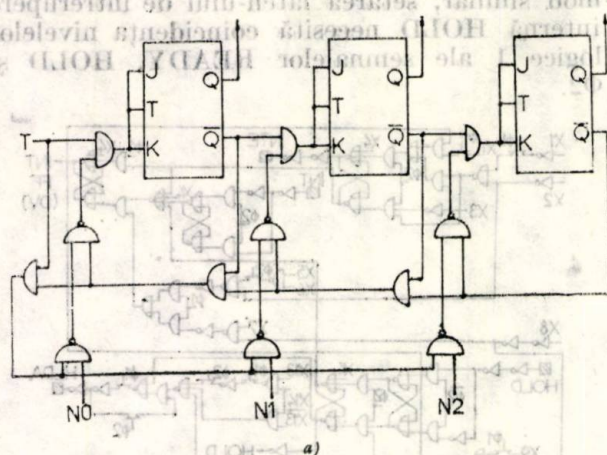
TIMING-8080

TACT	FI1	FI2	INT	HOLD	INTE	HIDA	DV	DR
0	+	+	+	+	+	+	+	+
1	+++	+++	+	+	+	+	+	+
2	+++	+++	+	+	+	+	+	+
3	+++	+++	+	+	+	+	+	+
4	+++	+++	+	+	+	+	+	+
5	+++	+++	+	+	+	+	+	+
6	+++	+++	+	+	+	+	+	+
7	+++	+++	+	+	+	+	+	+
8	+++	+++	+	+	+	+	+	+
9	+++	+++	+	+	+	+	+	+
10	+++	+++	+	+	+	+	+	+
11	+++	+++	+	+	+	+	+	+
12	+++	+++	+	+	+	+	+	+
13	+++	+++	+	+	+	+	+	+
14	+++	+++	+	+	+	+	+	+
15	+++	+++	+	+	+	+	+	+
16	+++	+++	+	+	+	+	+	+
17	+++	+++	+	+	+	+	+	+
18	+++	+++	+	+	+	+	+	+
19	+++	+++	+	+	+	+	+	+
20	+++	+++	+	+	+	+	+	+
21	+++	+++	+	+	+	+	+	+
22	+++	+++	+	+	+	+	+	+
23	+++	+++	+	+	+	+	+	+
24	+++	+++	+	+	+	+	+	+

Fig. 6. a. Circuitul de generare a semnalelor INTE, HIDA (TIMING — 8080).

b. Răspunsul microprocesorului 8080 la semnalele INT și HOLD REQUEST.

În figura 7 a este prezentat un numărator asincron invers divizor cu N , unde N este stabilit prin intrările de date ale număratorului.



NUMARATOR INVERS ASINCRON DIVIZOR PRIN N

TACT	T	N0	N1	N2	T0	T1	T2	Q0	Q1	Q2
0	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
1	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
2	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
3	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
4	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
5	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
6	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
7	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
8	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
9	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
10	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
11	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+
12	+	++	++	++	+	+	+	+	+	+

Fig. 7: a — Numărătorul asincron invers divizor prin N;
b — secvență de numărare a numărătorului divizor prin N.

Numărul n de circuite basculante bistabile din componența numărătorului este determinat de N , conform relației:

$$2^{n-1} < N < 2^n.$$

În figura 7b se poate urmări funcționarea numărătorului divizor cu N pentru cazul $N = 5$ [5].

Aceste aplicații ilustrează posibilitățile de aplicare a programului pentru circuite din cele mai diverse.

4. Concluzii

Programul realizat poate fi folosit ca instrument de analiză și proiectare pentru o gamă largă de circuite logice complexe.

Programul permite analiza circuitelor cu reacție, precum și verificarea stabilității acestor circuite.

Introducerea în program a întârzierilor diferitelor porți logice face posibilă studierea fenomenelor de concurs care apar în circuite secvențiale.

În afara aplicațiilor în care se determină răspunsul unui circuit logic la o secvență de semnale aplicate la intrare, programul poate fi folosit pentru simularea unor defecte (gol sau scurtcircuit) în interiorul circuitelor logice, simulare utilă pentru optimizarea programelor de test [6].

Limbajul de programare folosit fiind FORTRAN, programul poate fi rulat pe orice calculator care dispune de un compilator pentru acest limbaj.

Bibliografie

- [1] William, M. Penney, Lillian Lau, MOS Integrated Circuits, Van Nostrand Reinhold Company, New York — 1972.
- [2] Săvescu, M., Popovici, M., Popescu, M. Circuite electronice, vol. 2 București Ed. tehnică, 1969.
- [3] Circuite integrate logice, IPRS — Băneasa, 1978—1979
- [4] 8080 User's manual, INTEL, sep 1975.
- [5] Oberman, R.M. Numărătoare electronice, București, Ed. tehnică 1978.
- [6] Veron, A., Vanou, R. Program pentru analiză circuitelor logice de mare complexitate — comunicare la sesiunea CAS/ICCE, Timiș, oct 1977.

CZ 621.3.087

Metodă și echipament pentru testarea dispozitivelor semiconductoare de afișaj cu șapte segmente

MIRCEA NEOIȚĂ, ION RISTEA, ȘTEFAN BARBU, ANTONIN CHIRULESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Dispozitivele optoelectronice pe bază de semiconductoare s-au impus în ultimii ani, datorită avantajelor multiple pe care le posedă: fiabilitate ridicată, preț de cost redus, consum mic de energie, compatibilitate cu tehnologia circuitelor integrate [1]. Sistemele de afișare cu șapte segmente cu diode electroluminiscente se fabrică în prezent și în țara noastră la CCSITS (fost ICCE)-București.

Existența unui element defect într-un afișor multidigit cu șapte segmente conduce la furnizarea de informații eronate, lucru extrem de supărător în aparatura medicală sau în tehnica de calcul, sau într-o serie de aplicații speciale cum ar fi digitalizoarele pentru măștile circuitelor integrate.

Defectul tipic care apare este segment întrerupt electric [2], celelalte defecte fiind extrem de rare încât nu merită a fi considerate.

Pe baza schemelor experimentate se realizează un aparat de măsurare pe principiul „merge-nu merge” util atât pentru fabricanții de afișoare cât și pentru utilizatorii lor. Aparatul se realizează cu componente electronice din țară.

1. Metode de testare

Schemele de detectare a defectelor în oricare digit al unui afișor cu șapte segmente au configurația bloc din figura 1, atât pentru afișoare cu catod comun, cât și pentru cele cu anod

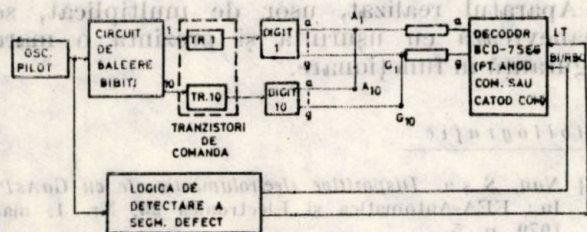


Fig. 1. Schema-bloc de testare la segment întrerupt a afișoarelor multidigit.

comun. Testarea constă din aprinderea tuturor segmentelor pentru o scurtă perioadă; dacă prin cel puțin un segment în stare „deschis” nu circulează curent (segment întrerupt), un circuit

* Ing. Neoiță, M., ing. Ristea, I. și ing. Barbu, Șt. sînt cercetători științifici, la ICCE—București, iar Chirulescu, A. este student la I.P.B.

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE AFIȘAJ TESTARE

logic stinge întregul afișor. Este o testare „merge-nu merge”.

Un alt tip de scheme testează existența unui segment întrerupt sau funcționarea defectă a decodurului, folosind în logica de detectare un decodor cu ieșiri logic inversate, care sînt comparate cu cele ale decodurului afișorului (fig. 2).

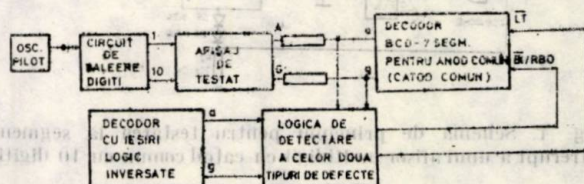


Fig. 2. Schema-bloc de testare la segment întrerupt sau decodor cu funcționare greșită.

2. Scheme de principiu și funcționarea lor

În schema din figura 3, pinul 3 al decodurului SN7447 este pus la masă, deoarece acesta, conform [3] pentru funcția $\overline{LT}$ trebuie să primească „0”, pentru funcția $\overline{BI}$ fiind indiferentă starea logică „X”. Starea fiecărei linii comune de segment în nodurile $Aa, \dots, Ag$ este preluată de poarta SI—NU cu opt intrări (CDB 430 E); dacă toate segmentele sînt intacte, tensiunea în oricare nod este $V_{CC} - V_{CESAT} - V_{FLED} - 2V = „1”$, deci, ieșirea porții va va fi „0”. Circuitul basculant bistabil (1/2 din CDB 474E) nu va primi impuls de tact, ieșirea sa $\overline{Q}$ menținînd „1” pe pinul 4 al circuitului

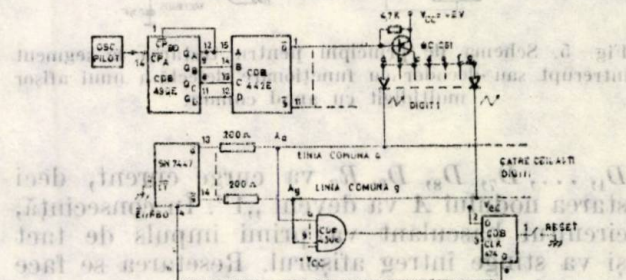


Fig. 3. Schema de principiu pentru testarea la segment întrerupt a unui afișor multidigit cu anod comun cu 10 digiti.

SN7447, realizînd astfel funcția logică $\overline{LT}$ (toate segmentele aprinse). Dacă cel puțin un segment al unui digit va fi întrerupt, în momentul în care este baleat digitul respectiv, în cel puțin

CZ 621.375.4:621.314.235

TRANSFORMATOR
AMPLIFICATOR
PUTERE R.F.

Transformatoare de radiofrecvență de bandă largă: transformatorul divizor și transformatorul sumator de putere

VASILE MUNTEAN, MIHAI FULEA* — BUCUREȘTI

Introducere

Necesitatea realizării de puteri mari în emițătoarele de bandă largă [1, 2], tranzistorizate pe unde scurte, a condus la studierea, respectiv construirea transformatoarelor de divizare și de sumare a puterilor cu două sau mai multe căi, izolate și în fază așa cum este prezentat la figura 1.

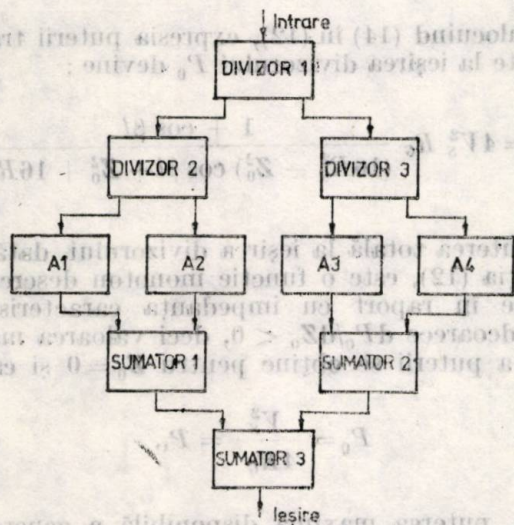


Fig. 1. Transformatoare sumatoare și divizoare utilizate la realizarea puterilor mari.

Transformatorul divizor și transformatorul sumator acoperă o gamă largă de frecvențe, care poate începe cu sute de kiloherti și sfârși cu zeci sau sute de megaherti. Puterile divizate sau sumate de ei pot ajunge pînă la ordinul sutelor de wați. Adaptarea impedanțelor de intrare și ieșire a etajelor amplificatoare de RF de bandă largă se realizează cu ajutorul lor, în game de frecvențe mari, cu simple compensări capacitive. Constructiv, transformatoarele se realizează pe toruri de ferită cu linii de transmisie.

* Ing. Muntean, V. și ing. Fulea, M. sint cercetători la I.C.E. — București

1. Transformatorul divizor. Funcționare la înaltă frecvență

Acest transformator constă dintr-o linie de transmisie (pereche de fire izolate răsucite, linie bifilară sau cablu coaxial), înfășurată pe un tor de ferită, figura 2. Descrierea funcționării acestui transformator se face pe circuitul echivalent, prezentat în figura 3.

Ecuatiile care descriu transformatorul, presupunând comportarea ideală a liniei de transmisie

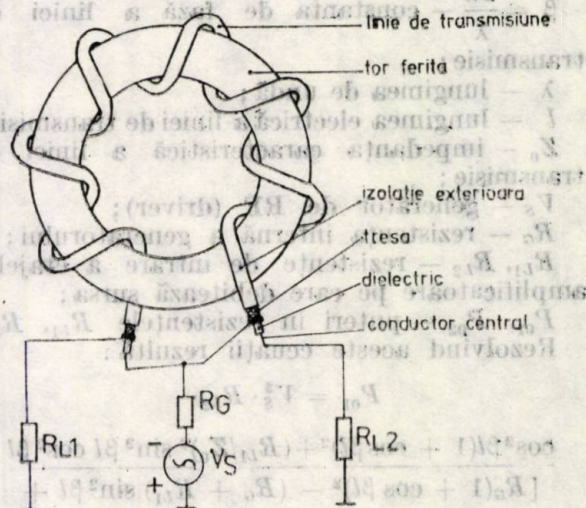


Fig. 2. Transformatorul divizor.

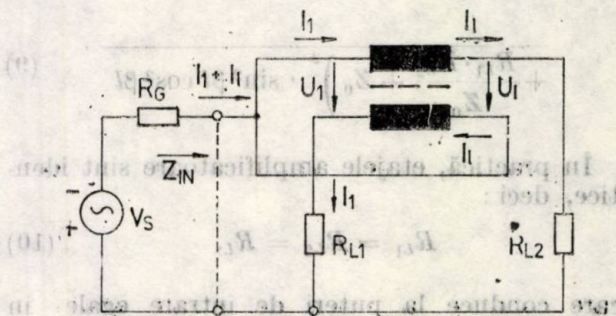


Fig. 3. Circuitul echivalent la înaltă frecvență pentru transformatorul divizor.

[3], (constanta de atenuare egală cu zero) sînt următoarele :

$$U_l = U_1 \cos \beta l - j Z_0 \sin \beta l, \quad (1)$$

$$I_l = I_1 \cos \beta l - j \frac{U_1}{Z_0} \sin \beta l, \quad (2)$$

$$U_{R_{L1}} = I_l R_{L1}, \quad (3)$$

$$U_{R_{L2}} = I_l R_{L2}, \quad (4)$$

$$P_{01} = \operatorname{Re}(U_{R_{L1}} \cdot I_l^*) = R_{L1} \cdot |I_l|^2, \quad (5)$$

$$P_{02} = \operatorname{Re}(U_{R_{L2}} \cdot I_l^*) = R_{L2} \cdot |I_l|^2, \quad (6)$$

$$V_s = R_G(I_1 + I_l) + U_1 + I_1 \cdot R_{L1}, \quad (7)$$

$$U_{R_{L1}} = U_l + U_1 + U_{R_{L1}}, \quad (8)$$

În aceste ecuații mărimile care intervin au următoarele semnificații :

U, I — amplitudini complexe ale tensiunii și curentului ;

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ — constanta de fază a liniei de transmisie ;

λ — lungimea de undă ;

l — lungimea electrică a liniei de transmisie ;

Z_0 — impedanța caracteristică a liniei de transmisie ;

V_s — generator de RF (driver) ;

R_G — rezistența internă a generatorului ;

R_{L1}, R_{L2} — rezistențe de intrare a etajelor amplificatoare pe care debitează sursa ;

P_{01}, P_{02} — puteri în rezistențele R_{L1}, R_{L2} .

Rezolvînd aceste ecuații rezultă :

$$P_{01} = V_s^2 \cdot R_{L2} \cdot$$

$$\frac{\cos^2 \beta l (1 + \cos \beta l)^2 + (R_{L1}/Z_0)^2 \sin^2 \beta l \cos^2 \beta l}{[R_G(1 + \cos \beta l)^2 - (R_G + R_{L1}) \sin^2 \beta l +$$

$$+ R_{L1} + R_{L2} \cdot \cos^2 \beta l]^2 + \left(\frac{R_{L1} \cdot R_G}{Z_0} + \frac{R_{L2} \cdot R_G}{Z_0} +$$

$$+ \frac{R_{L1} \cdot R_{L2}}{Z_0} + Z_0 \right)^2 \cdot \sin^2 \beta l \cos^2 \beta l} \quad (9)$$

În practică, etajele amplificatoare sînt identice, deci :

$$R_{L1} = R_{L2} = R_L, \quad (10)$$

care conduce la puteri de intrare egale în amplificatoare :

$$P_{01} = P_{02} \quad (11)$$

În condițiile (10) și (11) puterea totală la ieșirea divizorului P_0 este :

$$P_0 = P_{01} + P_{02} = 2V_s^2 \cdot R_L \cdot$$

$$\frac{\cos^2 \beta l (1 + \cos \beta l)^2 + (R_L/Z_0)^2 \sin^2 \beta l \cos^2 \beta l}{[R_G(1 + \cos \beta l)^2 + 2R_L \cos^2 \beta l - R_G \sin^2 \beta l]^2 + \left(2 \frac{R_L R_G}{Z_0} + \frac{R_L^2}{Z_0} + Z_0 \right)^2 \sin^2 \beta l \cos^2 \beta l} \quad (12)$$

Pentru $\beta l = 0$ puterea transferată la ieșire P_0 este maximă în raport cu R_L dacă :

$$\frac{dP_0}{dR_L} = 0. \quad (13)$$

Rezolvînd ecuația (13) rezultă relația utilizată în proiectare :

$$R_L = 2R_G. \quad (14)$$

Înlocuind (14) în (12), expresia puterii transferate la ieșirea divizorului P_0 devine :

$$P_0 = 4V_s^2 R_G \frac{1 + \cos \beta l}{(16R_G^2 - Z_0^2) \cos \beta l + Z_0^2 + 16R_G^2}. \quad (15)$$

Puterea totală la ieșirea divizorului, dată de relația (12), este o funcție monoton descrescătoare în raport cu impedanța caracteristică Z_0 , deoarece $dP_0/dZ_0 < 0$, deci valoarea maximă a puterii se obține pentru $Z_0 = 0$ și este :

$$P_0 = \frac{V_s^2}{4R_G} = P_i, \quad (16)$$

deci, puterea maximă disponibilă a generatorului. Valoarea $Z_0 = 0$ conduce la cuplarea directă a rezistențelor de sarcină R_{L1} și R_{L2} cu generatorul, ceea ce nu este de dorit pentru că nu există izolare între cele două căi (etajele amplificatoare se influențează, pot debita unul pe altul).

Din relațiile (1), (2), (7), (8) se calculează expresiile curenților I_1 și I_l . Dacă $R_{L1} = R_{L2} = R_L$, atunci $\arg. R_{L1} \cdot I_1 = \arg. R_{L2} \cdot I_l$, prin urmare, tensiunile de atac ale etajelor amplificatoare sînt în fază. Pentru etaje de amplificare identice defazațiile introduse de ele sînt egale, iar tensiunile de ieșire sînt în fază, făcînd posibilă însumarea lor.

Din (15) și (16) se deduce expresia pentru pierderile de inserție :

$$\frac{P_0}{P_i} = 16 \frac{R_G^2 (1 + \cos \beta l)}{(16R_G^2 - Z_0^2) \cos \beta l + Z_0^2 + 16R_G^2} \quad (17)$$

Notind :

$$Z_0 = nR_G; \quad (n > 0), \quad (18)$$

relația (17) devine :

$$\frac{P_0}{P_i} = \frac{16(1 + \cos \beta l)}{(16 - n^2) \cos \beta l + 16 + n^2} \quad (19)$$

În tabelul 1, utilizînd relația (19), sînt date pierderile de inserție în funcție de lungimea liniei și frecvențe (l/λ), pentru diferite valori ale raportului $n = \frac{Z_0}{R_G}$.

Tabelul 1

$n \backslash l/\lambda$	$\frac{P_0}{P}$ $R_L = 2 R_G$						
	0,5	1	2	3	4	5	∞
0	1	1	1	1	1	1	—
0,05	0,999	0,998	0,993	0,986	0,975	0,962	0
0,1	0,998	0,993	0,974	0,943	0,901	0,859	0
0,15	0,995	0,984	0,939	0,872	0,793	0,711	0
0,2	0,991	0,968	0,838	0,771	0,654	0,547	0
0,25	0,984	0,941	0,800	0,640	0,500	0,390	0
0,3	0,982	0,894	0,678	0,484	0,345	0,252	0
0,35	0,943	0,806	0,509	0,315	0,206	0,142	0
0,4	0,871	0,628	0,296	0,158	0,095	0,063	0
0,45	0,616	0,286	0,091	0,042	0,024	0,015	0
0,5	0	0	0	0	0	0	0

Diagrama pierderilor de inserție în dB, $10 \log \frac{P_0}{P_i}$, este prezentată în figura 4.

Expresia impedanței de intrare se determină cu relația de mai jos :

$$Z_{IN} = \frac{U_1 + I_1 \cdot R_{L1}}{I_1 + I_i} \quad (20)$$

și cu relațiile (1), (2), (7), (8), (10), (14). Ea este :

$$Z_{IN} = R_G + j \frac{Z_0}{2} \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2} \quad (21)$$

Se observă că $\operatorname{Re} [Z_{IN}] = R_G$ indiferent de valoarea impedanței caracteristice și lungimea

liniei de transmisie și că $\operatorname{Im} [Z_{IN}]$ este inductivă și este cu atît mai mică cu cît impedanța caracteristică și lungimea liniei de transmisiune sînt mai mici.

Din relațiile (18) și (21) se calculează :

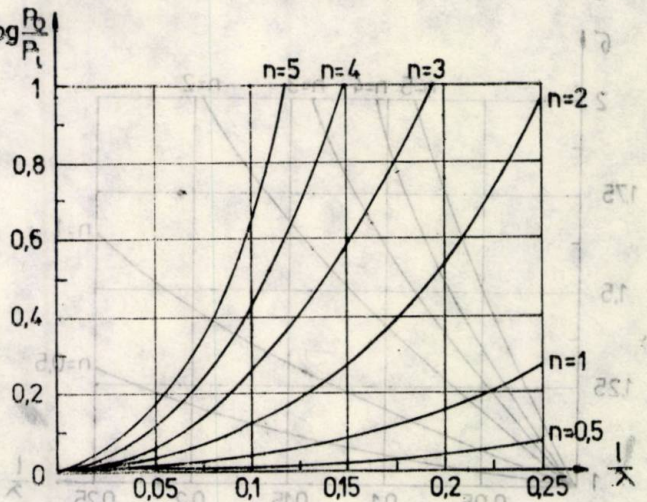
$$x = \frac{\operatorname{Im} [Z_{IN}]}{\operatorname{Re} [Z_{IN}]} = \frac{n}{2} \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2} \quad (22)$$


Fig. 4. Diagrama pierderilor de inserție.

Diagrama din figura 5 prezintă variația mărîmii reactanței normate x , dată de relația (22), în funcție de lungimea liniei și frecvență (l/λ), pentru diferite valori ale lui n .

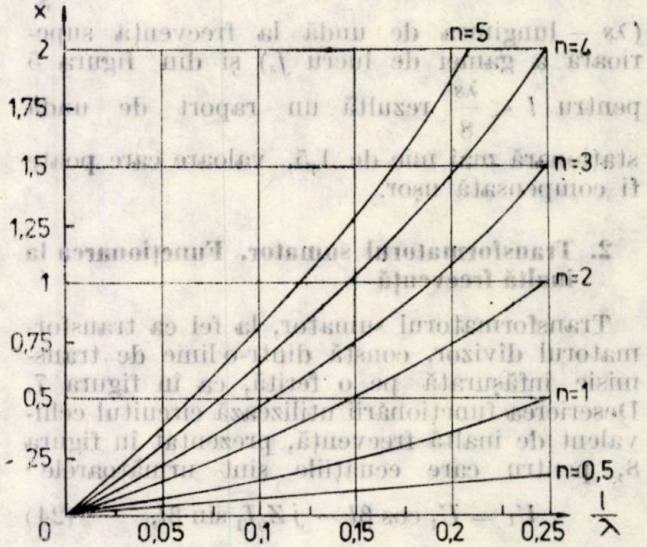


Fig. 5. Diagrama reactanței normate x .

Cu ajutorul mărîmii reactanței normate x din relația (22) se calculează raportul de undă staționară σ la intrarea transformatorului divizor :

$$\sigma = \frac{\sqrt{\frac{4}{x^2} + 1} + 1}{\sqrt{\frac{4}{x^2} + 1} - 1} \quad (23)$$

Diagrama din figura 6 prezintă variația raportului de undă staționară în funcție de lungimea liniei și frecvență (l/λ) pentru diferite valori ale lui n .

Diagramele prezentate în figurile 5 și 6 arată că limitarea funcționării la înaltă frecvență a transformatorului divizor este determinată de pierderile de inserție impuse și de raportul

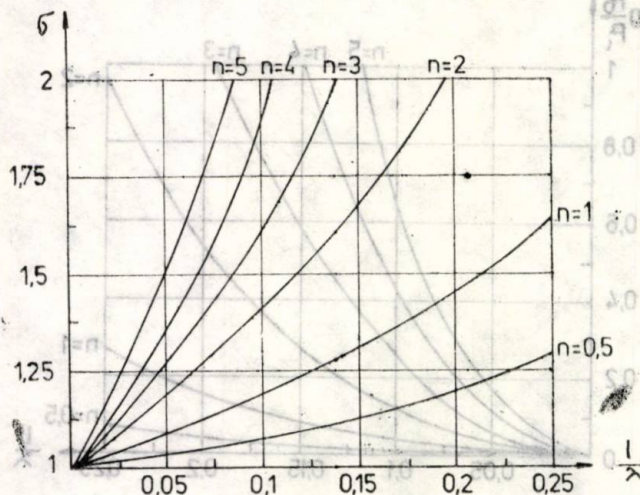


Fig. 6. Diagrama raportului de undă staționară σ .

de undă staționară dorit. De exemplu, în cazul $n = 2$, pentru pierderi de inserție mai mici de 0,2 dB, din figura 4 rezultă $l < \frac{\lambda}{8}$ (λ — lungimea de undă la frecvența superioară a gamei de lucru f_s) și din figura 5 pentru $l < \frac{\lambda}{8}$ rezultă un raport de undă staționară mai mic de 1,5, valoare care poate fi compensată ușor.

2. Transformatorul sumator. Funcționarea la înaltă frecvență

Transformatorul sumator, la fel ca transformatorul divizor, constă dintr-o linie de transmisie înfășurată pe o ferită, ca în figura 7. Descrierea funcționării utilizează circuitul echivalent de înaltă frecvență, prezentat în figura 8, pentru care ecuațiile sunt următoarele:

$$U_l = U_1 \cos \beta l - j Z_0 I_1 \sin \beta l, \quad (24)$$

$$I_l = I_1 \cos \beta l - j \frac{U_1}{Z_0} \sin \beta l, \quad (25)$$

$$P_0 = R_G |I_1 + I_l|^2, \quad (26)$$

$$V_1 = I_1 \cdot R_{L1} + U_1 + R_G(I_1 + I_l), \quad (27)$$

$$V_2 = I_l \cdot R_{L2} - U_l + R_G(I_1 + I_l). \quad (28)$$

În aceste ecuații mărimile care intervin au următoarele semnificații:

V_1, V_2 — generatoare echivalente de RF care se sumează (amplificatoare de putere);

R_{L1}, R_{L2} — rezistențele interne ale generatoarelor V_1 , respectiv V_2 ;

P_0 — puterea totală de ieșire;

R_G — rezistența de sarcină (adaptor, antenă).

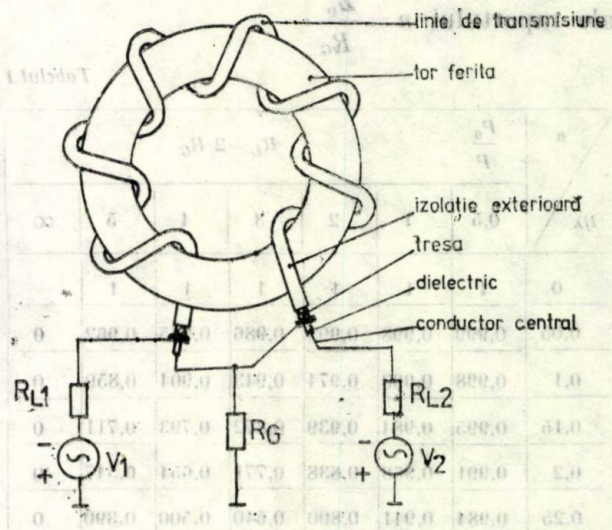


Fig. 7. Transformatorul sumator.

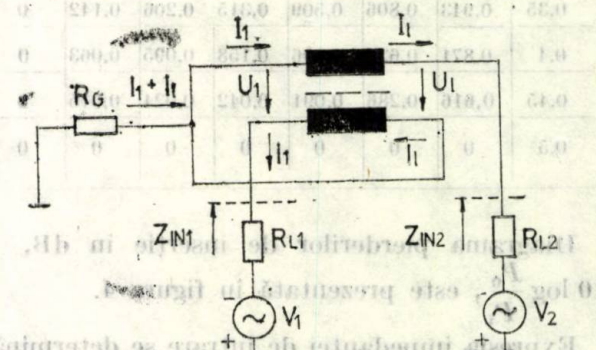


Fig. 8. Circuitul echivalent la înaltă frecvență pentru transformatorul sumator.

Restul mărimilor au aceleași semnificații date la transformatorul divizor.

Rezolvind ecuațiile (24) ... (28) rezultă, pentru puterea totală, expresia:

$$P_0 = R_G \frac{(V_1 + V_2)^2 (1 + \cos \beta l)^2 + \left(\frac{R_{L1} V_2 + R_{L2} V_1}{Z_0} \right)^2 \sin^2 \beta l}{[2R_G(1 + \cos \beta l) + (R_{L1} + R_{L2}) \cos \beta l]^2 + \left(Z_0 + \frac{R_{L1} R_{L2}}{Z_0} + \frac{R_{L2} R_G}{Z_0} + \frac{R_{L1} R_G}{Z_0} \right)^2 \sin^2 \beta l}. \quad (29)$$

Pentru $\beta l = 0$ puterea transferată la ieșire P_0 este maximă, în raport cu R_G , dacă:

$$\frac{dP_0}{dR_G} = 0. \quad (30)$$

Rezolvind ecuația (30) rezultă:

$$R_G = \frac{R_{L1} + R_{L2}}{4}. \quad (31)$$

Pentru etaje de amplificarea identice, care se sumează

$$V_1 = V_2 = V_S, \quad (32)$$

și ținând seama de expresia (10), relația (31) devine identică cu relația (14), iar expresia puterii totale P_0 este aceeași cu relația (15). De asemenea, puterea de intrare este dată de relația (16), iar pierderile de inserție de relația (17), respectiv (19). Prin urmare, tabelul pierderilor de inserție și diagrama, prezentate în figura 4, sînt valabile și pentru transformatorul sumator.

Expresia impedanței de intrare se determină cu relația de mai jos:

$$Z_{IN1} = Z_{IN2} = Z_{IN} = \frac{V_S - R_L I_1}{I_1}, \quad (33)$$

și cu relațiile (24), (25), (27), (28), (32), (10), și (14).

Ea este:

$$Z_{IN} = 2R_G + jZ_0 \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}. \quad (34)$$

Se observă că, $\operatorname{Re}[Z_{IN}] = 2R_G$, indiferent de valoarea impedanței caracteristice și lungimea liniei de transmisie, iar $\operatorname{Im}[Z_{IN}]$ este inductivă și este cu atât mai mică cu cît impedanța caracteristică și lungimea liniei de transmisie sînt mai mici. Din relațiile (18) și (33) se calculează mărimea reactanței normate x , care este aceeași cu relația (22). Prin urmare diagramele din figurile 5 și 6 sînt valabile și pentru transformatorul sumator.

În concluzie, funcționarea la înaltă frecvență a transformatorului divizor și a transformatorului sumator fiind descrisă de aceleași ecuații, același transformator poate să lucreze atât ca divizor, cît și ca sumator de putere.

3. Funcționarea la joasă frecvență a transformatorului divizor și a transformatorului sumator

Descrierea funcționării transformatorului divizor și sumator se face pe schemele electrice de joasă frecvență din figura 9, respectiv figura 10.

Ecuațiile care descriu transformatorul divizor (cuplajul asigurat de linia de transmisie și torul de ferită $M = L$) sînt:

$$(3R_G + j\omega L)I_1 + (R_G - j\omega L)I_2 = V_S, \quad (35)$$

$$(R_G - j\omega L)I_1 + (3R_G + j\omega L)I_2 = V_S, \quad (36)$$

$$I = I_1 + I_2. \quad (37)$$

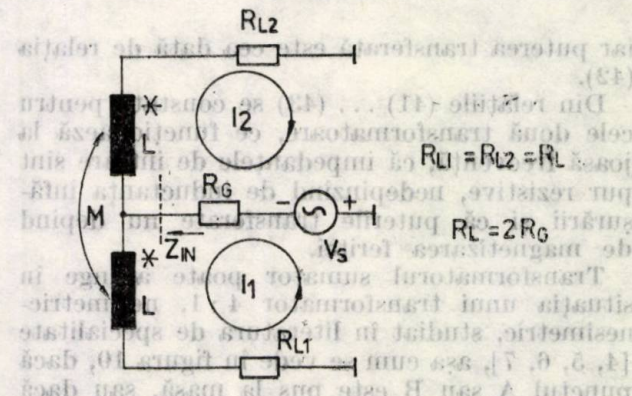


Fig. 9. Circuitul echivalent la joasă frecvență pentru transformatorul divizor.

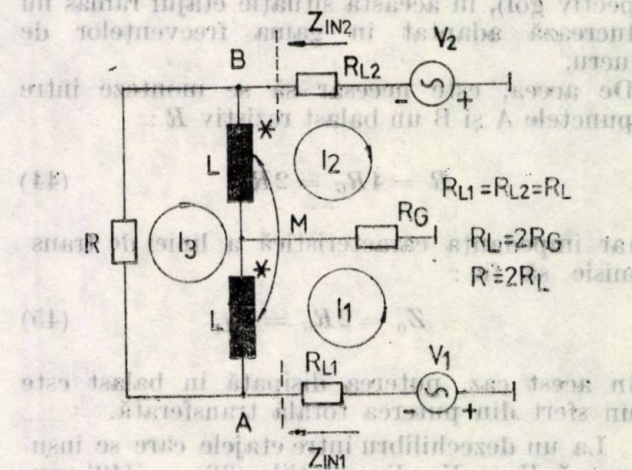


Fig. 10. Circuitul echivalent la joasă frecvență pentru transformatorul sumator.

Ecuațiile care descriu transformatorul sumator sînt următoarele ($M = L$):

$$(3R_G + j\omega L)I_1 + (R_G - j\omega L)I_2 + 2j\omega LI_3 = V_1, \quad (38)$$

$$(R_G - j\omega L)I_1 + (3R_G + j\omega L)I_2 - 2j\omega LI_3 = V_2, \quad (39)$$

$$j\omega LI_1 - j\omega LI_2 + (R_L + 2j\omega L)I_3 = 0. \quad (40)$$

Din relațiile (35) ... (37) pentru transformatorul divizor, impedanța de intrare este:

$$Z_{IN} = R_G, \quad (41)$$

iar puterea transferată :

$$P_0 = \frac{V_s^2}{4R_G} = P_i \quad (42)$$

În cazul în care $V_1 = V_2 = V_s$, din relațiile (38) ... (40), pentru transformatorul sumator, rezultă :

$$Z_{IN} = 2R_G \quad (43)$$

iar puterea transferată este cea dată de relația (42).

Din relațiile (41) ... (43) se constată pentru cele două transformatoare, ce funcționează la joasă frecvență, că impedanțele de intrare sînt pur rezistive, nedepinzînd de inductanța înfășurării și că puterile transferate nu depind de magnetizarea feritei.

Transformatorul sumator poate ajunge în situația unui transformator 4:1, nesimetric-nesimetric, studiat în literatură de specialitate [4, 5, 6, 7], așa cum se vede în figura 10, dacă punctul A sau B este pus la masă, sau dacă punctul A sau B rămîne în gol (etaje amplificatoare de putere cu ieșirea scurtcircuit, respectiv gol), în această situație etajul rămas nu lucrează adaptat în gama frecvențelor de lucru.

De aceea, este necesar să se monteze între punctele A și B un balast rezistiv R :

$$R = 4R_G = 2R_L \quad (44)$$

iar impedanța caracteristică a liniei de transmisie să fie :

$$Z_0 = 2R_G = R_L \quad (45)$$

în acest caz, puterea disipată în balast este un sfert din puterea totală transferată.

La un dezechilibru între etajele care se însușește $V_2 \neq V_1$, din relațiile (38) ... (40), puterea disipată în rezistența de balast R este :

$$P_R = R|I_3|^2 = \frac{2|V_2 - V_1|^2}{R_L^2 + (4\omega L)^2} \cdot (\omega L)^2 \quad (46)$$

Ținînd seama că V_1 și V_2 sînt amplitudini complexe, rezultă :

$$|V_2 - V_1|^2 = |V_2|^2 + |V_1|^2 - 2|V_2| \cdot |V_1| \cdot \cos \varphi, \quad (47)$$

unde φ este defazajul între V_2 și V_1 .

Transformatoarele sumator și divizor prin construcția lor realizează izolarea între cele două căi. Acest lucru este necesar pentru ca ieșirile și intrările etajelor amplificatoare de putere să nu se influențeze reciproc.

Izolarea S (rapoarte de puteri) [6] se calculează pe schema echivalentă din figura 10 și este dată de relația :

$$S = \frac{P_{V1}}{P_{RL1}} \quad V_2 = 0, \quad (48)$$

în care :

P_{V1} este puterea debitată de generatorul V_1 ;

P_{RL1} — puterea în sarcina $R_{L1} = R_L$, debitată de generatorul V_1 .

Utilizînd relațiile (38), — (40) și (48) se obține, pentru izolare, expresia :

$$S = 3 + 64 \left(\frac{\omega L}{R_L} \right)^2 \quad (49)$$

Din relația (49) se observă că izolarea este minimă la frecvența inferioară a gamei de lucru $f_j = \frac{\omega_j}{2\pi}$. Deci, pentru izolare impusă și frecvența minimă a gamei de lucru dată se determină inductanța înfășurării L :

$$L = \frac{R_L}{8\omega_j} \sqrt{S - 3}. \quad (50)$$

În proiectare, izolarea se exprimă, de obicei, în dB :

$$s(\text{dB}) = 10 \log S. \quad (51)$$

4. Considerații de proiectare

a. Cunoscînd impedanțele de ieșire ale amplificatoarelor care se sumează, respectiv impedanțele de intrare ale amplificatoarelor care se atacă în fază, adică R_L , rezultă impedanța caracteristică a liniei de transmisie din relația (45) și valoarea lui n din relația (18).

b. Se determină cu formula (44), valoarea rezistenței de balast și se dimensionează pentru un sfert din partea totală.

c. Se calculează inductanța L a înfășurării din considerente de izolare la frecvența inferioară a benzii de lucru f_j cu relațiile (50) și (51).

d. Se alege tipul materialului magnetic (tor, ferită) în funcție de gama frecvențelor de lucru și dimensiunile lui, ținînd seama de puterea transferată și de pierderile admise de ferită [6, 7] :

$$A \cdot l = \frac{V_0 V_T}{L} \left(\frac{V_{\max}}{2\pi f_j B_{\max}} \right)^2 \quad (52)$$

în care:

A — este secțiunea efectivă transversală a miezului;

l — lungimea medie a liniei magnetice;

μ_0 — $4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$;

μ_r — permeabilitatea relativă a feritei;

L — inductanța necesară calculată anterior;

$V_{\max}$ — tensiunea maximă corespunzătoare puterii totale P_0 transferate;

$$V_{\max} = \sqrt{2P_0 R_G}; \quad (53)$$

$B_{\max}$ — inducția maximă;

$$B_{\max} = \frac{V_{\max}}{2\pi f_j A N}; \quad (54)$$

N — numărul de spire al inductanței L .

e. Se calculează numărul de spire al înfășurării cu formula:

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l}{\mu_0 \mu_r A}}; \quad (55)$$

f. Se măsoară lungimea fizică a înfășurării determinată mai sus și se determină lungimea electrică a liniei de transmisiune experimental, cu vectorimpedanțmetru sau prin calcul:

$$l = l_{\text{fizic}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}; \quad (56)$$

unde:

ϵ_r este permitivitatea relativă a dielectricului.

g. Pentru frecvența superioară a gamei de lucru f_s , se determină pierderile de inserție din diagrama prezentată în figura 4.

h. Pentru frecvența superioară gamei de lucru f_s se determină raportul de undă staționară din diagrama prezentată în figura 6.

i. Dacă pierderile de inserție sau raportul de undă staționară sînt mai mari decît cele dorite se alege un material magnetic cu permeabilitate relativă mai mare (lungimea electrică scăzînd în acest caz) sau se impune izolare mai mică la frecvența inferioară a gamei de lucru.

j. Pentru un raport de undă staționară la intrare nu prea mare ($< 1,5$) se poate face o compensare a părții inductive a impedanței de intrare cu un condensator. Pentru frecvența superioară a gamei de lucru se determină

mărimea x a reactanței normate din diagrama prezentată în figura 5. Se determină reactanța paralel la intrare:

$$X_p = X \left(1 + \frac{1}{x^2} \right); \quad (57)$$

unde:

X este reactanța serie la intrare egală cu:

$$X = x \cdot R_e \cdot (Z_{IN}). \quad (58)$$

Valoarea condensatorului de compensare se determină cu relația:

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_s X_p}. \quad (59)$$

5. Verificarea teoriei

Se cere să se proiecteze un transformator divizor-sumator pentru gama de frecvență 1,5–30 MHz, cu puterea de 200 W;

$R_G = 25$ ohmi și $R_{L1} = R_{L2} = R_L = 50$ ohmi.

Pentru acest divizor-sumator se impune o izolare mai bună de 20 dB, raportul de undă staționară mai mic decît 1,3 și pierderi de inserție mai mici decît 0,2 dB.

Pentru rezolvarea problemei se urmăresc punctele de la capitolul 4.

a. $Z_0 = 2R_G = R_L = 50$ ohmi. Se alege ca linie de transmisiune un cablu coaxial de tipul RG 188 AU — Filotex cu impedanța caracteristică $Z_0 = 50$ ohmi și cu permitivitatea relativă $\epsilon_r = 2,4$.

$$n = Z_0/R_G = 2.$$

b. Se determină rezistența de balast $R = 4R_G = 100$ ohmi/50W.

c. $s = 20 \text{ dB} = 10 \log S$,

$$S = 100,$$

$$L = \frac{R_L}{8\omega j} \sqrt{S-3} = \frac{50}{8 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 10^6} \cdot$$

$$\sqrt{100-3} = 6,53 \mu\text{H}.$$

d. Se alege, pentru banda frecvențelor de lucru, tipul de ferită C4—Philips cu $\mu_r = 120$.

Se calculează $V_{\max} = \sqrt{P_0 \cdot 2R_G} = \sqrt{200 \cdot 2 \cdot 25} = 100 \text{ V}$.

Pierdere de putere admisă în ferită se alege de 2%, astfel că rezistența de pierderi este $R_p = \frac{100 R_G}{2} = \frac{100}{2} \cdot 25 = 1250$ ohmi.

Se calculează $\frac{\mu_r \cdot R_p}{L} = \frac{120 \cdot 1250}{6,53 \cdot 10^{-6}} = 2,3 \cdot 10^{10} \text{ s}^{-1}$.

Pierderile în ferită sînt maxime la frecvența de jos a gamei de lucru, iar din diagramele prezentate în [6] se determină, pentru $\frac{\mu_r \cdot R_p}{L} = 2,3 \cdot 10^{10} \text{ s}^{-1}$ la frecvența de 1,5 MHz :

$$B_{\max} f_j = 3 \cdot 10^4 \text{ THz}.$$

De aici rezultă valoarea lui $B_{\max}$:

$$B_{\max} = 3 \cdot 10^4 / 1,5 \cdot 10^6 = 2 \cdot 10^{-2} \text{ T}.$$

Se calculează cu formula (52) $A \cdot l$ pentru ferita C4 :

$$A \cdot l = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 120}{6,53 \cdot 10^{-6}} \left(\frac{100}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-2}} \right)^2 = 6,4 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3.$$

Se alege ferita $36 \times 23 \times 15 \text{ mm}^3$, pentru care $A \cdot l = 9,03 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$.

e. Se calculează numărul de spire ale înfășurării cu formula (55) :

$$N = \sqrt{\frac{6,53 \cdot 10^{-6} \cdot 9,26 \cdot 10^{-2}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 120 \cdot 0,975 \cdot 10^{-4}}} = 6,41 \text{ spire}.$$

Se alege $N = 7$ spire.

f. Pentru $N = 7$ spire, $l_{\text{fizic}} = 0,45 \text{ m}$.

Lungimea electrică $l = 0,45 \cdot \sqrt{2,4} = 0,7 \text{ m}$.

g. Din diagrama prezentată în figura 4, la $f_s = 30 \text{ MHz}$ ($\lambda = 10 \text{ m}$, $l/\lambda = 0,7/10 = 0,07$) rezultă :

$$10 \log \frac{P_0}{P_i} = -0,06 \text{ dB}.$$

h. Din diagrama prezentată în figura 6, la $f_s = 30 \text{ MHz}$ ($l/\lambda = 0,07$, rezultă :

$$\sigma = 1,25.$$

i. Întrucît raportul de undă staționară și pierderile de inserție corespund, ferita a fost aleasă bine.

La frecvențele inferioare ale gamei de lucru ($< 10 \text{ MHz}$) pentru transformatorul sumator-divizor predomină pierderile în ferită și sînt cele admise, de 2%, adică $\frac{2}{100} \cdot 200 = 4 \text{ W}$.

La frecvențe superioare ale gamei de lucru ($> 10 \text{ MHz}$) pentru transformatorul sumator-divizor predomină pierderile de inserție care sînt $-0,06 \text{ dB}$ sau $2,75 \text{ W}$.

j. Întrucît raportul de undă staționară determinat nu este prea mare ($\sigma = 1,25$) se poate face compensarea părții inductive a impedanței de intrare. Din diagrama prezentată în figura 5 pentru $f_s = 30 \text{ MHz}$ ($l/\lambda = 0,07$) rezultă valoarea reactanței normate $x = 0,225$.

Pentru transformatorul divizor reactanța serie la intrare este :

$$X = x \cdot Re(Z_{IN}) = x \cdot R_G = 0,225 \cdot 25 = 5,625 \text{ ohmi},$$

iar reactanța paralel este :

$$X_p = X \left(1 + \frac{1}{x^2} \right) = 5,625 \left(1 + \frac{1}{0,225^2} \right) = 116,73 \text{ ohmi},$$

de unde reiese valoarea condensatorului de compensare :

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_s \cdot X_p} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 116,73} = 45,4 \text{ pF}.$$

Practic, compensarea se face cu un condensator de 47 pF . Schema transformatorului divizor compensat este prezentată în figura 11.

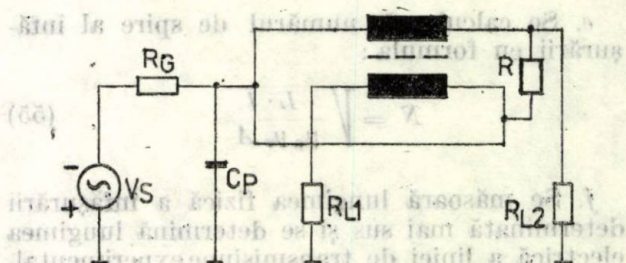


Fig. 11. Schema electrică a transformatorului divizor compensat.

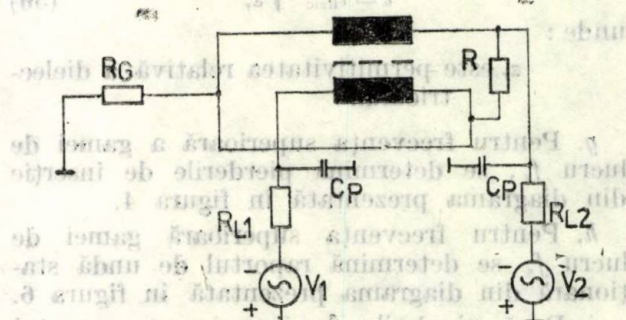


Fig. 12. Schema electrică a transformatorului sumator compensat.

Pentru transformatorul sumator reactanța paralel este dublă și, prin urmare, condensatorul de compensare rezultă $C = 22,7 \text{ pF}$. Practic, compensarea se face cu un condensator de 20 pF .

Schema transformatorului sumator compensat este prezentată în figura 12.

Experimental, în urma compensării, se obține pentru transformatorul divizor un raport de undă staționară mai mic ca 1,072, iar pentru transformatorul sumator mai mic de 1,01.

6. Concluzii

Transformatorul divizor-sumator, datorită performanțelor ridicate în gama largă de frecvențe, raportului mic de undă staționară la intrare, pierderi de putere mici, izolare foarte bună, se poate utiliza cu succes la divizarea și sumarea puterilor în emițătoarele de RF, până la ordinul kilowaților pornind de la mai multe etaje amplificatoare de putere identice.

Bibliografie

- [1] Mulder, J. 1 kW all-solid-state HF communications transmitter RZ 500. In: Philips Telecommunication Review, vol. 30 No. 4, November, 1972.
- [2] Chambers, S.A. 1 000 W solid-state power amplifier? In: Electronic Design 7, April 1, 1974.
- [3] Cartianu, G. Analiza și sinteza circuitelor electrice, București, Editura tehnică, 1972.
- [4] Ruthroff, C.L. Some Broad-Band Transformers. In: Proceedings of the I.R.E., vol. 47, august 1959.
- [5] Sevik, I. Broadband matching transformers can handle many kilowatts. In: Electronics, November 25, 1976.
- [6] Hilbers, A. H. Design of wideband power transformers. In: Philips Application Information Developments in Electronic Circuits and Systems, June 7, 1970.
- [7] Krauss, L.H., Allen, W., C. Designing toroidal transformers to optimize wideband performance. In: Electronics, August, 16, 1973.

CIRCUITE PLL
OSCILATOR COMANDAT ÎN TENSIUNE

Particularități ale realizării unor bucle PLL de frecvență ridicată cu circuitul integrat TAA 661

ADRIAN GH. PODOLEANU, PAUL E. STERIAN, CONSTANTIN NANCIU, FLORIN BRĂDĂU* — BUCUREȘTI

Introducere

În sistemele moderne de comunicații circuitele PLL au căpătat o largă utilizare (în sincronizare, urmărire, ca demodulatoare de frecvență) ca urmare a performanțelor ridicate pe care le prezintă acestea în condiții de raport semnal/zgomot redus.

După o scurtă prezentare teoretică a funcționării buclei cu fază blocată în care sînt cuprinse rezultatele asupra parametrilor esențiali de buclă (bandă de reținere, bandă de prindere, bandă de zgomot, timp de achiziție etc.) se scot în evidență unele particularități ale realizării practice a unui astfel de circuit, cu prezentarea schemelor de măsură utilizate și a rezultatelor măsurărilor.

1. Considerații generale asupra buclei PLL

Elementele constitutive principale ale unei bucle PLL, conform figurii 1, sînt multiplicatorul, filtrul trece jos și oscilatorul comandat în tensiune OCT.

Multiplicatorul realizează produsul semnalului de intrare:

$$u_i(t) = U_i(t) \cos(\omega_i t + \varphi_i(t)), \quad (1)$$

* Podoleanu, Gh. A., Sterian E. P. și Nanciu, C. sînt ingineri la laboratorul de fizică al I.P.B., iar Brădău, Fl. inginer cercetător la ICCE-București.

cu cel generat de oscilatorul intern:

$$u_o(t) = U_o \cos(\omega_o t + \varphi_o(t)). \quad (2)$$

Tensiunea de eroare în urma filtrării, comandă frecvența oscilatorului.

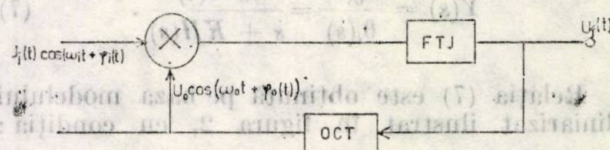


Fig. 1. Elementele constitutive principale ale unei bucle PLL.

Atunci cînd bucla ajunge la sincronism, $\omega_o = \omega_i$, oscilatorul furnizează un semnal defazat față de cel de intrare, cu un anumit unghi numit eroare de fază, φ_e , astfel că tensiunea la ieșirea blocului multiplicator va fi:

$$u_f(t) = \frac{1}{2} U_i(t) U_o \cos \varphi_e h(t), \quad (3)$$

unde $h(t)$ este funcția pondere a filtrului trece jos.

Sensibilitatea OCT fiind K_0 rezultă egalitatea:

$$\frac{d \varphi_o(t)}{dt} = K_0 U_f(t) = \varphi_e, \quad (4)$$

care împreună cu (3) se scrie astfel :

$$\frac{1}{2} K_0 U_0 U_i(t) \cos [\varphi_i(t) - \varphi_0(t)] * h(t) = \varphi_0. \quad (5)$$

Notind cu ω_r cantitatea :

$$\omega_r = \frac{1}{2} K_0 U_0 U_i, \quad (7)$$

cunoscută sub denumirea de semilărgimea benzii de reținere și presupunind că filtrul taie componenta de frecvență dublă și are o caracteristică independentă de frecvență pentru termenul diferență, ecuația (5) arată că pentru un semnal aplicat la intrare a cărui frecvență ω_i diferă de frecvența de oscilație liberă ω_0 , cu $\Delta\omega < \omega_r$, φ_0 tinde la valoarea $\Delta\omega$ după un timp aproximativ egal cu :

$$t_a = \frac{K}{\sqrt{\omega_r^2 - \Delta\omega^2}} \quad (6)$$

unde K ia valori funcție de $\Delta\omega/\omega_r$ între 2 și 5 [1].

Cu cât frecvența de intrare, aflată în interiorul benzii, $\omega_0 \pm \omega_r$ este mai depărtată de ω_0 , cu atât timpul necesar intrării în sincronism este mai mare.

Folosind transformatele Laplace al mărimilor $\varphi_i(t)$, $\varphi_0(t)$, $h(t)$, respectiv $\theta_i(s)$, $\theta_0(s)$, $H(s)$, funcția de transfer în buclă închisă se obține ca fiind dată de expresia [2]:

$$Y(s) = \frac{\theta_0(s)}{\theta_i(s)} = \frac{KH(s)}{s + KH(s)}. \quad (7)$$

Relația (7) este obținută pe baza modelului liniarizat ilustrat în figura 2, cu condiția :

$$AK_d K_0 = K, \quad (8)$$

unde K_d este sensibilitatea blocului multiplicator.

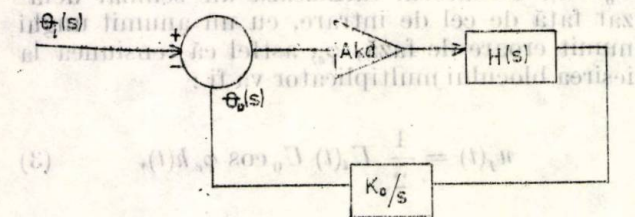


Fig. 2. Schema-bloc a modelului liniarizat.

Banda de zgomot a buclei, în hertzi, [6], se definește prin relația :

$$B = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{+\infty} Y(s) Y(-s) ds. \quad (9)$$

Funcția optimă de transfer $H(s)$ poate fi obținută și în prezența unui zgomot alb aditiv [5], pentru cazurile în care semnalul de intrare suferă salturi de frecvență (de fază) sau este caracterizat de o frecvență care variază după un semnal rampă.

Ordinul filtrului utilizat depinde de scopul concret pentru care a fost proiectată bucla PLL.

Parametrii expuși mai sus vor fi urmăritți pe tot parcursul măsurărilor care se vor efectua asupra buclei PLL sintetizate în laborator.

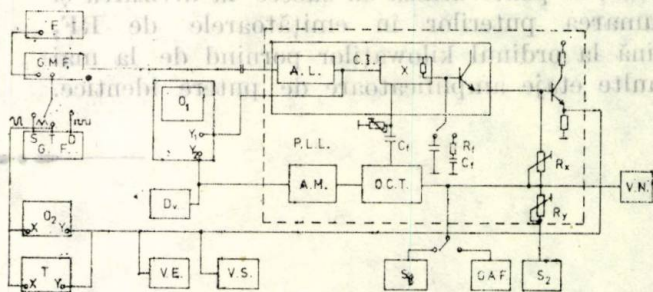


Fig. 3. Schema-bloc a circuitului PLL hibrid și a montajului de măsură : AL — amplificator limitator ; AM — amplificator de măsură ; OCT — oscilator comandat în tensiune ; O₁ — osciloscop cu două spoturi ; O₂ — osciloscop ; T — transor de curbe X, Y ; F — frecvențimetru ; GMP — generator modulat în frecvență, GF — generator de funcții ; Dv — deviatmetru ; VE — voltmetru electronic de bandă largă ; VS — voltmetru selectiv ; VN — voltmetru numeric ; GAF — generator de audiofrecvență, S₁, S₂ — surse reglabile.

2. Sintetizarea schemei-bloc și măsurarea parametrilor caracteristici

Schema-bloc din figura 1, poate fi ușor sintetizată cu ajutorul elementelor de circuit din figura 3 [4].

Ca multiplicator se folosește detectorul de fază dublu echilibrat din circuitul integrat TAA 661.

Semnalul de eroare, filtrat de blocul FTJ, constituit din rezistența de ieșire a detectorului și o capacitate sau un grup RC conectat în exterior la piciorul 1 al circuitului integrat este aplicat prin tranzistorul T la piciorul 14 de unde prin rețeaua R_x, R_y comandă blocul OCT, construit cu componente discrete.

Nivelul semnalului aplicat blocului multiplicator de la OCT, poate fi reglat cu ajutorul potențiometrului P. Amplificatorul limitator, cu prag de limitare scăzut, pe care-l conține circuitul integrat recomandă și profilează bucla astfel realizată ca demodulator de frecvență.

Pentru măsură se folosește un semnal modulat în frecvență fie cu semnal sinusoidal, fie cu semnal triunghiular sau dreptunghiular obținute de la un generator de funcții.

Pe osciloscopul O₁ cu două spoturi, se poate observa intrarea buclei în sincronism, putind fi vizualizate atât semnalul $u_i(t)$ amplificat și limitat, cât și $U_0(t)$ furnizat de amplificatorul de măsură AM.

Voltmetrul selectiv VS , voltmetrul electronic VE și osciloscopul O_2 dau indicații asupra semnalului demodulat.

Pentru un semnal modulat cu semnal triunghiular furnizat de GAF , aplicat și la borna X a oscilatorului O_2 , se obține o imagine sugestivă asupra raportului dintre banda de reținere

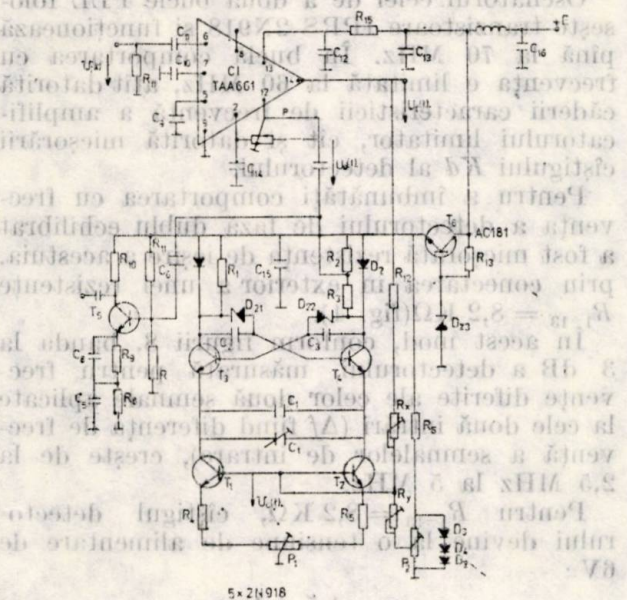


Fig. 4. Schema de principiu a circuitului PLL hibrid.

și banda de captare, precum și asupra influenței filtului trece jos și a liniarității blocului OCT (fig. 7).

Frecvența bazei de timp va fi aleasă suficient de mică, ținând seama de timpul necesar buclei să intre în sincronism conform relației (6).

Modulind generatoarea GME cu un semnal dreptunghiular în interiorul benzii de reținere, pe osciloscopul O_2 , sincronizat cu semnalul modulator se va putea estima factorul de atenuare după numărul și mărimea supracreșterilor semnalului demodulat.

Oscilatorul comandat în tensiune (fig. 4) este de tip astabil cu cuplaj în emitor prin condensator încărcat și descărcat de curenții I_1 și I_2 , comandați de tensiunea $U_f(t)$.

Saltul de tensiune pe condensatorul $C_e = C_1 \parallel C_2$, este de forma :

$$\Delta U \sim \frac{1}{C_e} I_1 t_1 = \frac{1}{C_e} I_2 t_2. \quad (10)$$

În consecință, pentru perioada oscilației se poate scrie :

$$t_1 + t_2 = T \sim \frac{UC_e}{I}, \quad (11)$$

unde : $I = I_1 + I_2$.

Din relația (11) rezultă liniaritatea schemei OCT , ca urmare a proporționalității frecvenței generate cu curenții I .

Diodele D_1 și D_2 limitează saltul de tensiune pe rezistențele R_1 , R_2 în serie cu R_3 .

Curenții I_1 și I_2 sînt egalizați cu ajutorul potențiometrelor P_1 , iar C_1 , C_2 accelerează procesele de comutație.

Frecvența de oscilație poate fi reglată fin cu ajutorul condensatorului trimer C_4 sau brut prin înlocuirea condensatorului C_1 .

S-a obținut astfel în condiții de zgomot normale, o funcționare satisfăcătoare pînă la frecvența de 70 MHz. Deviația de zgomot minimă în cursul alegerii componentelor și stabilirii punctelor statice s-a controlat cu ajutorul unui deviatmetru, obținându-se valori sub 10 kHz, pentru o bandă de 1 MHz.

Sensibilitatea Y_0 a oscilatorului se poate determina prin una din următoarele două metode :

— cu ajutorul caracteristicii statice $f_0 = f_0(U_f)$ ridicată cu un voltmetru numeric și un frecvențmetru (fig. 5);

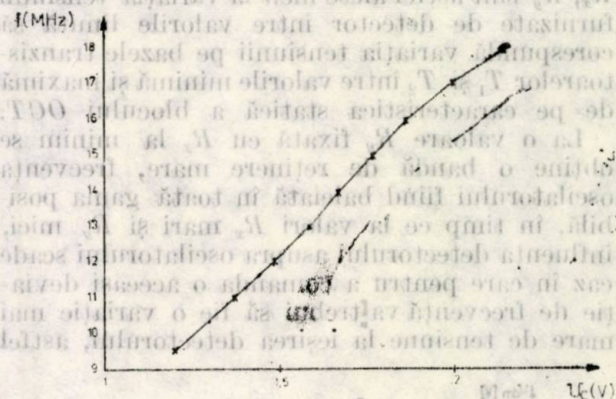


Fig. 5. Dependenta frecvenței OCT de tensiune U_e pe bazele tranzistoarelor generatoare de curent.

— modulind în frecvență oscilatorul cu un semnal sinusoidal de mărime cunoscută și frecvența joasă (spectrul unui astfel de semnal modulat este dat în figura 6) și măsurînd cu ajutorul unui deviatmetru, deviația semnalului modulat.

Detectorul de fază dublu echilibrat. Caracteristicile acestui bloc sînt cele indicate în foile de catalog ale circuitului integrat TAA 661. Sensibilitatea K_D variază cu tensiunea sursei de alimentare cu frecvența și cu nivelul semnalului aplicat la intrare.

În vederea centrării caracteristicii de deviație a frecvenței blocului OCT interesează, de asemenea, valoarea tensiunii la ieșire corespunzătoare defazajului de $\pi/2$ care, de exemplu, pentru tensiuni de alimentare de 12 V este de 5,5 V.

Sensibilitatea K_D se va limita la valorile indicate de catalog pentru tensiuni mai mari de 100 mV.

Trebuie remarcate că din relațiile ce definesc modul de funcționare a detectorului de fază dublu echilibrat rezultă posibilitatea funcțio-

nării buclei pe armonici impare ale semnalului de intrare, cu observația că banda de reținere se micșorează corespunzător ordinului armonicii utilizate.

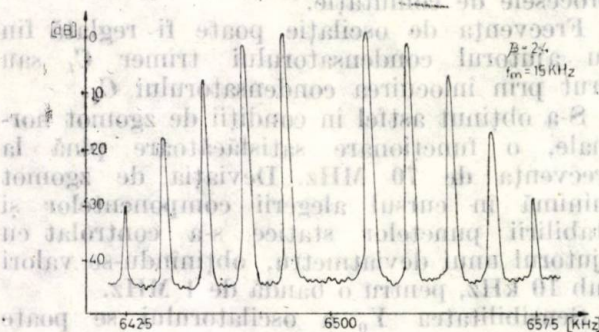


Fig. 6. Spectrul MF al OCT ridicat cu trasorul X, Y, pentru $f_0 = 6,5$ MHz, $f_m = 15 = 15$ kHz, $\beta = 2,4$.

Conform schemei de principiu, rezistențele R_x , R_y sînt astfel alese încît la variația tensiunii furnizate de detector între valorile limită să corespundă variația tensiunii pe bazele tranzistoarelor T_1 și T_2 între valorile minimă și maximă de pe caracteristica statică a blocului OCT.

La o valoare R_y fixată cu R_x la minim se obține o bandă de reținere mare, frecvența oscilatorului fiind baleiată în toată gama posibilă, în timp ce la valori R_x mari și R_y mici, influența detectorului asupra oscilatorului scade caz în care pentru a comanda o aceeași deviație de frecvență va trebui să fie o variație mai mare de tensiune la ieșirea detectorului, astfel

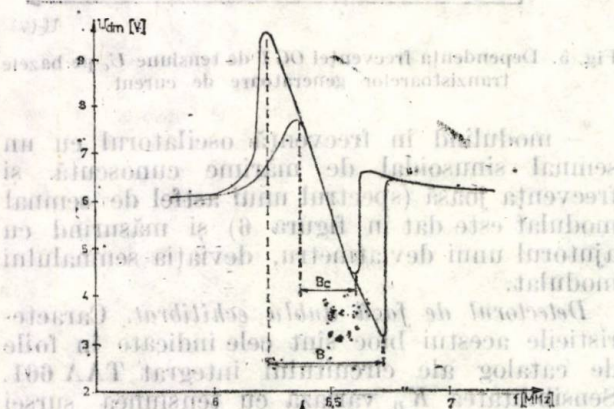


Fig. 7. Oscilogrammele benzii de reținere și captare.

că utilizînd întreaga excursie a tensiunii de ieșire a detectorului, frecvența oscilatorului să fie baleiată într-o bandă mai mică, rezultînd o bandă a buclei mai mică. Întrucît dacă se modifică R_x , R_y , se modifică de fapt A , rezultă, în acest fel, o interpretare intuitivă a legăturii dintre banda de reținere și cîștigul în curent continuu al buclei.

Au fost realizate două bucle PLL, prevăzute a lucra, pînă la 20 MHz și respectiv 60 MHz.

Pentru bucla de 20 MHz, frecvența de lucru este limitată de tranzistorii BF199 cu care este echipat blocul OCT.

Pentru $K_0 = 0,63$ rad/V.s, cu $Kd = 5,5$ (t_a și $A \approx \frac{1}{5}$ la frecvența de 15 MHz) banda de reținere măsurată a fost 20 MHz.

Oscilatorul celei de a doua bucle PLL folosește tranzistoare IPRS 2N918 și funcționează pînă la 70 MHz. În buclă comportarea cu frecvența e limitată la 60 MHz, atît datorită căderii caracteristicii de frecvență a amplificatorului limitor, cît și datorită micșorării cîștigului Kd al detectorului.

Pentru a îmbunătăți comportarea cu frecvența a detectorului de fază dublu echilibrat a fost micșorată rezistența de ieșire a acestuia, prin conectarea în exterior a unei rezistențe $R_{1-13} = 8,2$ K Ω (fig. 4).

În acest mod, conform figurii 8, banda la 3 dB a detectorului, măsurată pentru frecvențe diferite ale celor două semnale aplicate la cele două intrări (Δf fiind diferența de frecvență a semnalelor de intrare), crește de la 2,5 MHz la 5 MHz.

Pentru $R_{1-13} = 8,2$ K Ω , cîștigul detectorului devine la o tensiune de alimentare de 6V:

$$Kd = \frac{1,5}{\pi} \left(\frac{V}{\text{rad}} \right).$$

Pentru valorile:

$$K = 1,48 \omega_0 \left(\frac{\text{rad}}{V \cdot s} \right), \text{ și } A = 0,13, \text{ se obține}$$

$$K_0 = 0,1 \omega_0 \left(\frac{1}{s} \right).$$

Banda de reținere măsurată în jurul frecvenței de 35 MHz este de 9 MHz, și scade cu creșterea frecvenței semnalului de intrare.

Figura 8 evidențiază, de asemenea, o cădere puternică a semnalului demodulat pentru frecvențe cuprinse în benzile 0,1–1 MHz și peste

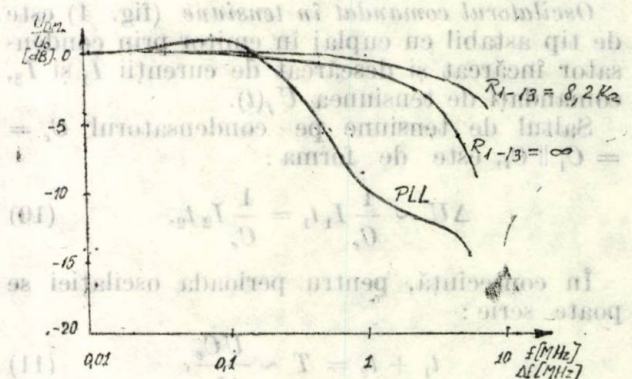


Fig. 8. Caracteristicile tensiunii de la ieșirea detectorului de fază echilibrat: în buclă funcție de frecvența de modulație (curba puternic căzătoare cu frecvența) și funcție de diferența Δf a frecvențelor semnalelor aplicate la cele două intrări, pentru funcționarea ca multiplicator (curbele corectate cu R_{1-13}).

6 MHz, datorită filtrului trece jos al buclei, realizat din mai multe grupuri RC.

Pentru compensarea caracteristicii de frecvență căzătoare a demodulatorului se poate folosi o preaccentuare a semnalului cu caracteristică inversă în blocul modulator.

3. Concluzii

Circuitul hibrid de tip PLL, realizat și experimentat, are următorii parametri caracteristici: frecvența maximă egală cu 60 MHz, banda maximă de reținere de $\pm 30\%$ din frecvența centrală, distorsiuni mai mici decât 2%, cu un curent de alimentare de 20 mA, la o tensiune de alimentare de 12 V.

Aplicarea acestei bucle PLL pentru demodularea subpurtătoarei de imagine într-un canal optic de transmisie cu modulație de frecvență, comparativ cu bucla NE 561 B Signetics utilizată anterior a condus la rezultate foarte bune, care pot fi exemplificate de raportul semnal-zgomot de 23 dB, pentru $f_m = 1$ MHz, și prin distorsiunile armonice de 40 dB, pentru

armonica a doua, și 26 dB, pentru armonica a treia.

Prametrii funcționali ai buclei hibride prezentate o recomandă pentru a putea fi utilizată și în alte aplicații specifice acestor tipuri de circuite, cercetările fiind în prezent axate pe scăderea și mai accentuată a zgomotelor proprii în condițiile lărgirii domeniului de frecvențe de lucru.

Bibliografie

- [1] Clark, T. et Hess, R. Communications systems. New York, Pergamon Press, 1972.
- [2] Stiffler, J.J. Theory of Synchronous Communications. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1971.
- [3] Marghescu, I.T. Sisteme de comunicații, Lit. IPB, 1976.
- [4] Popescu, I.M., Slerian, P.E., Podoleanu, A., Nanciu, C., Piscureanu, M. Aplicarea circuitelor de tip PLL în realizarea unor sisteme de comunicații optice. Comunicare CAIS, oct 1978.
- [5] Simeshwar, C., Gupta. Phase Locked Loops. In: P. IEEE, vol. 63, Nr. 2, February 1975, p. 291.
- [6] Kazuhiro Daikoku. Analysis of Phase-Locked Loop Acquisition with Delay Time. In: Electr. Com. in Japan, Vol. 57A, No 12, 1974, p. 25.

CZ 621.383:535.242/247

Fotodetectoare cu siliciu de sensibilitate mărită în albastru

GHEORGHE BĂLUȚĂ, MIRCEA NEGREANU, ȘTEFAN VASILE, STELIAN NAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Fotodetectoarele realizate pe siliciu prin tehnologie convențională (celule fotovoltaice, fotodiode, celule solare) au maximul sensibilității spectrale la $\lambda = 0,85 \mu\text{m}$, foarte apropiat de maximul de absorbție al siliciului. Răspunsul în albastru al unor asemenea dispozitive este mic, fiind în general sub 10% din valoarea răspunsului la $\lambda = 0,85 \mu\text{m}$. Sensibilitatea mică în albastru a acestor fotodetectoare se datorează atit proprietăților intrinseci ale siliciului, cit și proceselor tehnologice utilizate.

Coeficientul de reflexie al siliciului în domeniul $0,45-0,50 \mu\text{m}$ este mare, doar 60% din fotonii fluxului incident reușind să pătrundă în material. Adâncimea de pătrundere a acestor fotoni de energie mare este redusă, ei fiind absorbiți într-un strat foarte subțire (aproximativ $1 \mu\text{m}$) din apropierea suprafeței active. În figura 1 se prezintă variația sensibilității

FOTODETECTOARE CU SILICIU
FOTOCURENȚI

spectrale în funcție de adâncimea joncțiunii, observindu-se deplasarea spre lungimi de undă mici a maximului curbei odată cu micșorarea adâncimii joncțiunii.

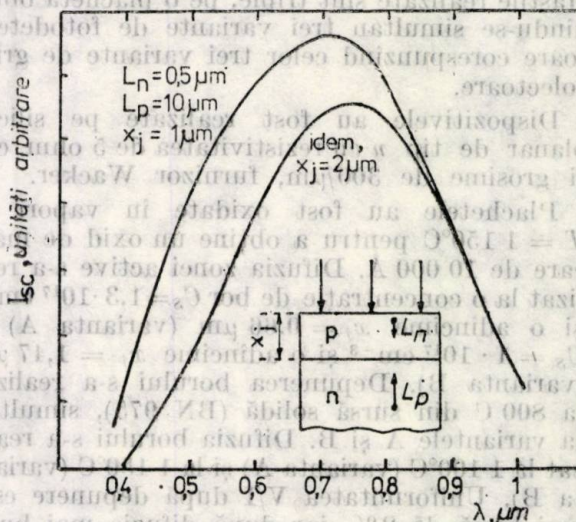


Fig. 1. Sensibilitatea spectrală calculată.

* Autorii sint ingineri cercetători la ICCE — București.

Foarte mulți dintre purtătorii de sarcină liberi fotogenerați se pierd prin recombinare la suprafață, recombinare fiind favorizată de defectele introduse în timpul procesului de difuzie. Un timp mic de viață al purtătorilor în regiunea difuzată duce, de asemenea, la scăderea fotocurentului. Obținerea unei viteze mici de recombinare la suprafață și a unui timp mare de viață în regiunea difuzată este posibilă prin micșorarea concentrației de suprafață în zona activă și prin realizarea de tratamente termice de annealing. Viteza de recombinare la suprafață în cazul concentrațiilor mari ajunge la 10^6 cm/s, iar timpul de viață în cazul dopajului cu bor variază de la 10 ns ($C_s = 10^{20}$ cm $^{-3}$) la 0,1–1 μ s ($C_s = 10^{17}$ cm $^{-3}$).

Suprafața fotosensibilă relativ mare a acestor fotodetectoare (de ordinul zecilor de mm 2) necesită realizarea unor grile speciale de colectare în vederea obținerii unei rezistențe serie cât mai mici. Prin urmare, realizarea unor fotodetectoare cu siliciu de sensibilitate mărită în albastru este legată, în esență, de rezolvarea următoarelor probleme:

- alegerea unei geometrii adecvate a suprafeței fotosensibile;
- obținerea unor joncțiuni superficiale;
- realizarea reproductibilă a unei concentrații de suprafață mici (mai mică de 10^{17} cm $^{-3}$) a impurității;
- realizarea unor straturi antireflectante adecvate.

I. Procedeu experimental

În scopul evidențierii geometriei optime de colectare a purtătorilor s-au realizat trei variante de grile (reunite pe aceeași mască) și două variante de plusare. Prima geometrie prezintă 11 grile colectoare longitudinale, a doua — 15 grile colectoare transversale, iar a treia — 96 grile colectoare transversale (fig. 2). Măștile realizate sînt triple, pe o plachetă obținându-se simultan trei variante de fotodetectoare corespunzând celor trei variante de grile colectoare.

Dispozitivele au fost realizate pe siliciu planar de tip *n* cu rezistivitatea de 5 ohm·cm și grosime de 300 μ m, furnizor Wacker.

Plachetele au fost oxidate în vapori la $T = 1150^\circ\text{C}$ pentru a obține un oxid de mascare de 10 000 Å. Difuzia zonei active s-a realizat la o concentrație de bor $C_s = 1,3 \cdot 10^{17}$ cm $^{-3}$ și o adîncime $x_j = 0,66$ μ m (variante A) și $C_s = 1 \cdot 10^{17}$ cm $^{-3}$ și o adîncime $x_j = 1,47$ μ m (variante B). Depunerea borului s-a realizat la 800°C din sursă solidă (BN 975), simultan la variantele A și B. Difuzia borului s-a realizat la 1100°C (variante A) și la 1150°C (variante B). Uniformitatea V/I după depunere este mai bună de 2%, iar după difuzie mai bună de 20%.

Spatele plachetelor a fost difuzat cu fosfor la concentrație maximă pentru plusare și getter. Ulterior, spatele plachetelor a rămas mascat cu SiO $_2$ pentru a conserva dopajul mare cu fosfor necesar unui contact ohmic.

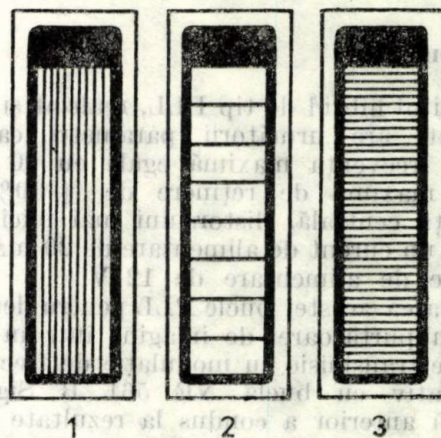


Fig. 2. Variante de grile colectoare experimentate.

Al — Si *n*. Difuzia de grile și plusare s-a realizat la o concentrație de bor $C_s = 4,5 \cdot 10^{20}$ cm $^{-3}$ și o adîncime de 1,6 μ m, conform procesului standard pentru dispozitive nesensibilizate în albastru, ceea ce asigură folosirea integrală a zonei active pentru colectarea purtătorilor. Difuzia de grile și plusare a fost urmată de răcire lentă la 800°C , viteza de răcire fiind de aproximativ $4^\circ\text{C}/\text{min}$.

Ca strat antireflectant AR s-a folosit SiO, depunerea fiind făcută în vid. Dependența foarte pronunțată a transmisiei SiO în domeniul lungimilor de undă mici de viteza de depunere (fig. 3) a făcut necesară optimizarea procesului de depunere a acestui strat. Viteza de creștere a fost de 3–5 Å/s, ceea ce conduce la pierderi prin absorbție în stratul AR de numai 10% din fluxul luminos incident în domeniul $\lambda = 0,45 - 0,50$ μ m.

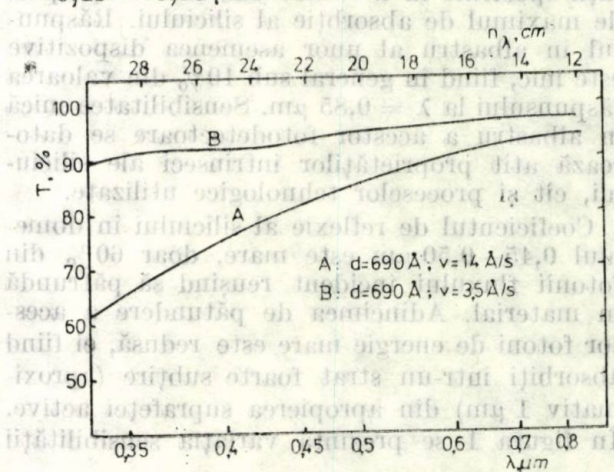


Fig. 3. Coeficientul de transmisie al SiO, determinat pentru două viteze de creștere.

Metalizarea este de tip multistrat (Al—Cu—Sn) pe ambele fețe. Alumiul asigură aderența la siliciu, cuprul realizează o contactare ușoară și rapidă cu Sn—Pb, iar staniul asigură protecția la coroziune a stratului de cupru. Alumiul a fost depus în vid, cu o grosime de

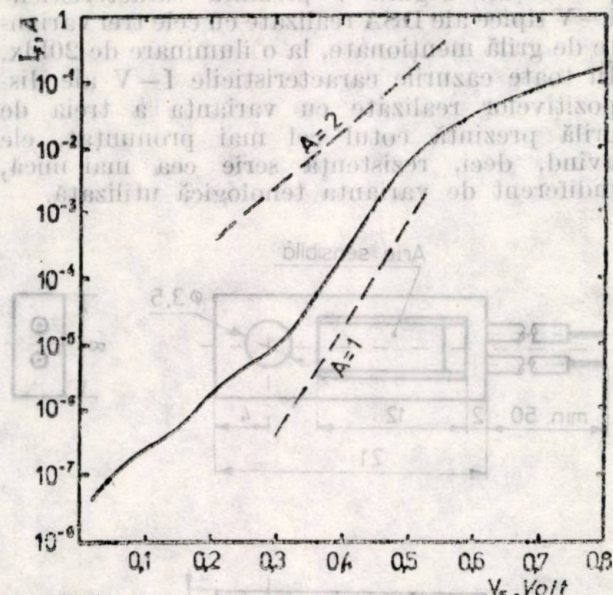
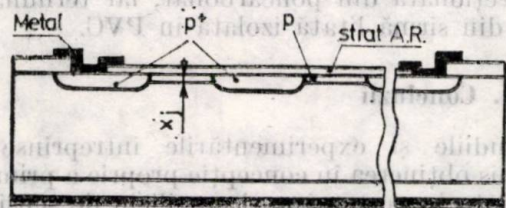


Fig. 4. Caracteristica directă a joncțiunii unui DSA.

8 000 Å, și sinterizat la 400°C. Cuprul a fost depus prin pulverizare catodică, în atmosferă de Ar, cu o grosime de 4 500 Å. După delimitarea grilei metalice de contact față s-a depus Sn electrochimic. Contactarea cu Al pe Si numai pe zona regiunii plusate a feței active, a cărei



varianta A: $x_j = 0,56 \mu\text{m}$
varianta B: $x_j = 1,4 \mu\text{m}$

Fig. 5. Variante de realizare a structurilor DSA.

adâncime este de 1,6 μm , permite obținerea unor rezistențe sunt mici. Acest fapt este evidențiat în regiunea curenților mici a curbei $\log I_F = f(V_F)$ prezentată în figura 4.

Structura dispozitivelor realizate este prezentată în figura 5.

II. Rezultate experimentale

Măsurarea parametrilor optoelectrici ai fotodectoarelor realizate s-a efectuat la lumina emisă de un bec cu incandescență cu filament de wolfram, cu temperatura de culoare de

2 856 K, folosindu-se un filtru interferențial SIF 466 Cd (Carl Zeiss, Jena) cu lărgimea la semînălțime de 11 nm. Nivelul de iluminare și iradianța s-au măsurat cu un radiometru-fotometru model 450-1EGandG (Electro-Optics Division). Pentru trasarea caracteristicilor I—V s-a utilizat un înregistrator XY tip PM 8 120 (Philips), care are limita sensibilității de 0,05 mV/cm pe cele două axe. Măsurarea parametrilor I_{sc} și V_{oc} în lumină nefiltrată

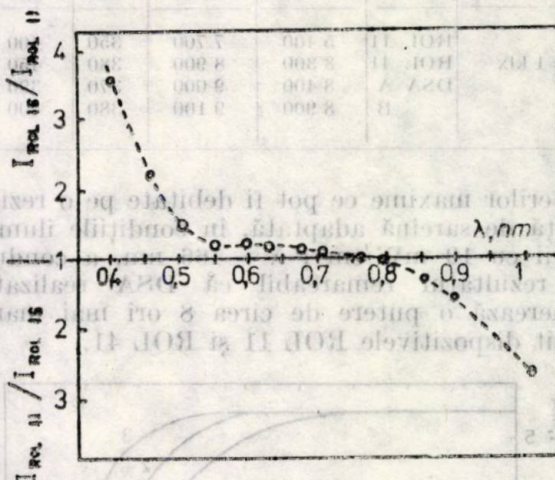


Fig. 6. Comparație între sensibilitățile spectrale ale dispozitivelor ROL 16 (DSA) și ROL 11.

a fost făcută cu un multimetru digital Hewlett Packard (model 3 465B). În albastru parametrii optoelectrici au fost măsuțați la o iradianță de 10 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, iar în lumină nefiltrată la două nivele de iluminare — 1 klx și 20 klx.

Valorile mici (sub 1 μA), pe care le are curentul de scurtcircuit în albastru la $E_e = 10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, necesită precauții speciale de măsurare. Deoarece erorile de măsură pot fi mari, chiar în cazul utilizării unor multimetre digitale pretențioase, valorile curenților de scurtcircuit s-au determinat din caracteristica I—V a dispozitivului, trasată cu un înregistrator XY, utilizând o rezistență etalon convenabilă și o sensibilitate corespunzătoare pe cele două axe.

Rezultatele măsurărilor făcute pe loturile realizate în variantele A și B, în lumină albastră ($\lambda = 466 \text{ nm}$; $E_e = 10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$) și în lumină nefiltrată ($E_e = 1 \text{ klx}$) sint sintetizate în tabelul 1, împreună cu rezultatele obținute în aceleași condiții pe loturi de celule fotovoltaice (ROL 11) și celule solare (ROL 41) din microproducția curentă a I.C.C.E.

Se observă că, ambele variante tehnologice de realizare a dispozitivelor sensibilizate în albastru (DSA) au condus la obținerea unor curenți de scurtcircuit de circa 4 ori mai mari decât ai celulelor fotovoltaice sau ai celulelor solare la $\lambda = 466 \text{ nm}$. La aceeași lungime de undă, tensiunile de circuit deschis ale DSA au valori de circa 2,5 ori mai mari decât ale dispozitivelor „clasice” mai sus amintite, Compararea

Tabelul 1

CONDITII DE MĂSURĂ	LOTUL	VALORILE		PARAME- TRILOR	
		I_{SC} , nA/mm ²	$I_{SC,max}$, nA/mm ²	V_{OC} , mV	$V_{OC,max}$, mV
$\lambda = 466\text{nm}$ $E_e = 10$ $\mu\text{W/cm}^2$	ROL 11	6,5	7	66	73
	ROL 41	7	7,5	18	45
	DSA A	26	30	166	207
	B	22	26	186	220
$E = 1\text{klx}$	ROL 11	5 400	7 700	350	400
	ROL 41	8 300	8 900	380	450
	DSA A	8 400	9 000	370	390
	B	8 900	9 100	380	400

puterilor maxime ce pot fi debitate pe o rezistență de sarcină adaptată, în condițiile iluminării cu 10 mW/cm^2 ; $\lambda = 466\text{ nm}$, a condus la rezultatul remarcabil că DSA realizate generează o putere de circa 8 ori mai mare decât dispozitivele ROL 11 și ROL 41.

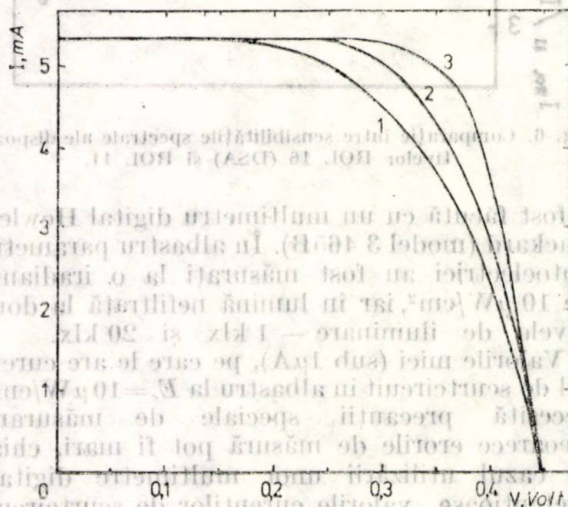


Fig. 7. Comparatie între caracteristicile I-V (cadranul 4) ale unor DSA realizate cu cele trei variante de grile.

Din tabel se vede că varianta A este mai bună (în curent) la albastru, iar varianta B este mai bună în lumină nefiltată. Fenomenul este explicabil prin adâncimea mai mare a joncțiunii în cazul B. Figura 6 înfățișează o comparație a valorilor lui I_{SC} pentru celulele ROL 11 și DSA (cod ROL 16), pe domeniul $0,4-1,1\mu\text{m}$. Se observă o sensibilitate spectrală mai bună a DSA în domeniul $0,4-0,8\mu\text{m}$, la $0,4\mu\text{m}$ răspunsul acestora fiind de 3,5 ori mai mare decât al celulelor fotovoltaice ROL 11.

Punerea în evidență a rolului grilelor colectoare în micșorarea rezistenței serie a fost făcută prin măsurători la un nivel de iluminare relativ mare (20klx). Cu cât rezistența serie a unui fotodetector este mai mare, cu atât caracteristica sa $I-V$ prezintă un cot mai puțin pronunțat. Figura 7 prezintă caracteristicile $I-V$ tipice ale DSA realizate cu cele trei variante de grilă menționate, la o iluminare de 20klx . În toate cazurile caracteristicile $I-V$ ale dispozitivelor realizate cu varianta a treia de grilă prezintă cotul cel mai pronunțat, ele având, deci, rezistența serie cea mai mică, indiferent de varianta tehnologică utilizată.

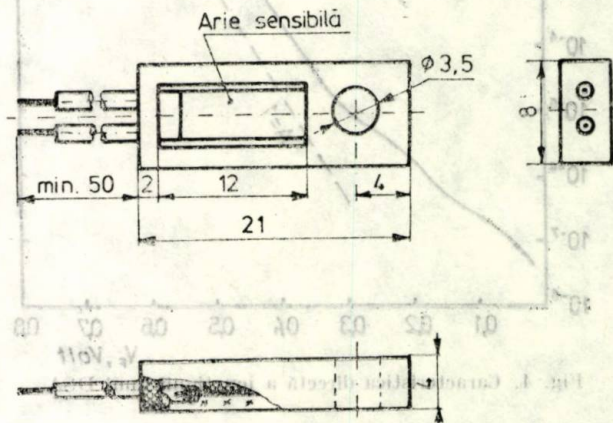


Fig. 8. Aspectul și dimensiunile capsulei fotodetectorului ROL 16 încapsulat.

Aspectul și dimensiunile capsulei fotodetectorului ROL 16, proiectată și realizată de autori, sînt prezentate în figura 8. Capsula este confecționată din polycarbonat, iar terminalele sînt din sîrmă lițată izolată în PVC.

III. Concluzii

Studiile și experimentările întreprinse au permis obținerea în concepție proprie a primelor fotodetectoare românești cu siliciu de sensibilitate mărită în albastru. Dispozitivele realizate au un răspuns bun în domeniul lungimilor de undă mici, acest fapt atestînd oportunitatea soluțiilor tehnologice utilizate.

Bibliografie

- [1] Voh Muench, W., Gessert, C., Koeniger, M. E. IEEE Trans. on Electron. Devices, vol. ED-23, no. 11, 1976.
- [2] Negreanu, M., Baluță, G., Vasile, S. Rapoarte de cercetare ICCE, aprilie 1978, iunie 1978.

NOTE

Aparat pentru măsurarea caracteristicilor de amorcare la tiristoare

Folosirea pe scară largă a tiristoarelor, producerea lor în cantități din ce în ce mai mari, au determinat în ultimii ani firmele producătoare de aparatură să se orienteze spre producerea de aparate de testare mai complexe, de productivitate mai mare.

În scopul mării preciziei și productivității s-a ales calea producerii de aparatură de testare semiautomată, sau automată, în cadrul căreia se impun anumite condiții de testare, măsurătoarea unuia sau mai multor parametri efectuându-se automat. Rezultatele obținute sunt afișate și citite, sau la aparatele mai complexe, dotate cu o parte mecanică corespunzătoare, este posibilă o sortare pe diverse clase, impuse ca o condiție inițială.

Lucrarea de față își propune rezolvarea unor condiții rezultate din începerea producției de tiristoare în țara noastră în cadrul I.P.R.S.-Băneasa. Totodată, ea se referă la măsurarea automată a parametrilor de amorcare la tiristoare de mică și mare putere acoperind, practic, întreaga gamă de tiristoare, inclusiv tiristoarele de baleiaj.

Parametrii de amorcare ai unui tiristor sunt:

- curentul de amorcare de poartă I_{GT} ;
- tensiunea de amorcare poartă-catod U_{GT} .

Condițiile de testare sunt:

- tensiunea anod-catod;
- curentul anodic în momentul amorcării I_A .

Parametrii aparatului pentru atingerea scopului propus:

- curentul de amorcare I_{GT} în gama $[0 \div 500]$ mA, cu o acuratețe de 0,1 mA;
- tensiunea U_{GT} citită în două subgame: $[0 \div 1]$ V și $[0 \div 5]$ V;
- tensiunea U_{AK} este o tensiune fixă de testare la 12 V;
- curentul anodic I_A are două valori fixe: 0,1 A sau 1 A.

Principiul de funcționare

Aparatul funcționează pe principiul injectării unui curent în poarta tiristorului de testat până la amorcarea lui.

Schema-bloc a aparatului este dată în figura 1. Convertorul analog-digital generează trepte de tensiune corespunzătoare stărilor decadelor de numărare. În acest mod, la ieșire, există o tensiune direct proporțională cu numărul de impulsuri.

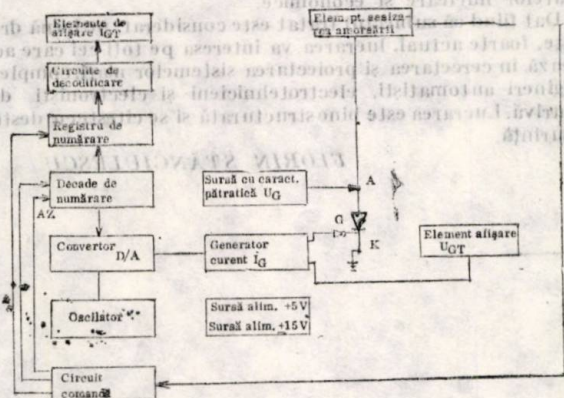


Fig. 1

suri, care intră în decadele de numărare. Tensiunea de la ieșirea convertorului va avea forma unor trepte de tensiune, care se aplică la intrarea unui generator de curent. În acest mod treptele inițiale de tensiune se transformă în trepte de curent care vor fi aplicate tiristorului de testat. Condi-

țiile de testare sînt date de sursa cu caracteristică pătratică U_A . Aceasta alimentează cu 12V anodul tiristorului de testare, iar în momentul amorcării va limita curentul la 0,1 A sau 1 A, în funcție de condițiile de testare alese. În momentul amorcării tiristorului de testat blocul pentru sesizarea amorcării va da un impuls circuitului de comandă. Circuitul de comandă va produce blocarea decadelor de numărare; la ieșirea convertorului tensiunea va înceta să mai crească, deci, nici curentul de poartă nu va mai crește. Concomitent, circuitul de comandă dă un impuls de transfer al informației conținute în decadele de memorare spre partea de afișare. În acest mod va apare afișată în mod digital valoarea curentului de poartă de amorcare.

În același timp, cu ajutorul elementelor de afișare, U_{GT} se va putea afișa în mod analogic. Momentul testării este declanșat de operator prin simpla apăsare pe butonul „START”. În acest moment aparatul funcționează în mod automat până la găsirea și afișarea parametrilor I_{GT} și U_{GT} .

Momentul amorcării este semnalat și în mod optic, concomitent cu afișările corespunzătoare de I_{GT} și U_{GT} .

Prin scoaterea tiristorului de testat din capul de test, aparatul revine în starea „O” în mod automat prin acțiunea circuitului de comandă.

Aparatul prezentat (fig. 2; 3) este o variantă îmbunătățită a unui aparat similar, construit în anul 1977 pentru linia de fabricație a tiristoarelor din IPRS. Actuala variantă prezintă un sistem de afișare bazat pe LED-uri, față de vechiul sistem de afișare bazat pe tuburi NIXIE. De asemenea, la actuala variantă au fost îmbunătățite parametrii generatorului de curent. Acest lucru a fost necesar deoarece în actuala variantă sistemul prezintă o discretizare de 0,1mA față de 1 mA.

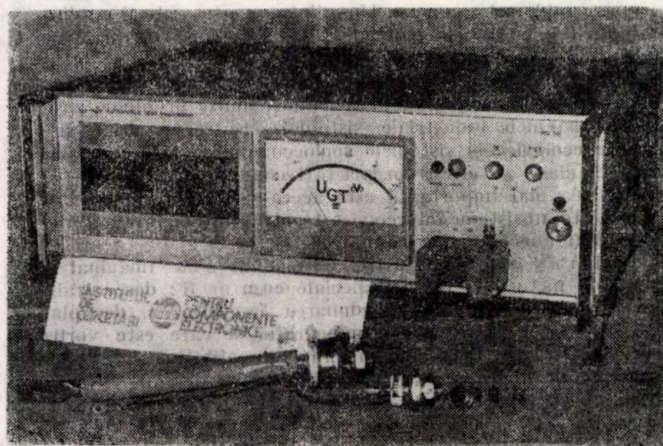


Fig. 2

Pentru atingerea acestui deziderat a fost schimbat sistemul de comandă. Astfel, după declanșarea startului, sistemul începe să injecteze trepte de curent din 0,1 mA în 0,1 mA până la valoarea de 49,9 mA. Dacă până în acest moment tiristorul nu a amorcat se reia ciclul cu un pas de 1 mA până la valoarea 499 mA.

De asemenea, aparatul este capabil să detecteze cazurile cînd:

- tiristorul este întrerupt sau nu se amorsează pînă la curentul de poartă pînă la 499 mA;
- tiristorul este scurt între anod-catod;
- tiristorul este scurt între poartă-catod;
- tiristorul este întrerupt între poartă-catod.

P.C. Lockeman, H.C. Mayr *Rechnergestützte Informationssysteme, Berlin—Heidelberg—New York, Springer—Verlag, 1978, 368 pagini*

Prelucrarea și administrarea datelor și informațiilor cu ajutorul calculatorului electronic este unul dintre domeniile care folosește din plin tehnologia modernă, dar care face apel și la pachetele de programe mari de aplicații. Domenii tipice de utilizare a calculatorului electronic sînt: înmagazinarea datelor, administrarea și exploatarea datelor privind stocul de produse, producția de piese și produse finite, finanțele într-o întreprindere industrială, conducerea procesului de producție în întreprinderi și centrale industriale, conducerea proceselor social-economice.

Exemplele de mai sus arată că sistemele informaționale care utilizează calculatorul electronic (pe scurt, sistemele informatice) nu sînt izolate, ele fiind în directă și permanentă legătură cu mediul lor înconjurător, el însuși un sistem (exosistemul sistemului informațional).

Există și sisteme informaționale naturale, așa cum este, de exemplu, creierul uman. Dar odată cu dezvoltarea societății și a sistemelor de producție volumul informației de stocat și prelucrat a crescut vertiginos, ceea ce a antrenat dezvoltarea corespunzătoare a sistemelor informaționale și s-a ajuns în final la sistemele informatice. Lucrarea de față este dedicată concepției și realizării sistemelor informaționale utilizînd calculatorul electronic, tratate ca aplicații ale informaticii în sprijinul tehnicii, economiei și organizării. Lucrarea este organizată în 3 părți mari: concepte, tehnici, sisteme.

Concepția unui sistem informatic pornește de la conceptele de model ale datelor și de la acela de modelare a sistemelor dinamice (cap. 1—3). În această parte se prezintă un model ierarhizat al datelor, operatori ai datelor și un model de relații în sistemele informaționale. Arhitectura sistemului este descrisă în capitolul 4.

În partea a 2-a privind tehnicile (capitolele 5—8), se acordă o deosebită importanță structurii bazei de date a sistemului informatic, realizării și culegerii datelor primare și integrității datelor.

Partea a 3-a (capitolele 9—13) se ocupă cu problema realizării și exploatarei sistemului informatic. După o clasificare a sistemelor informatice se prezintă sistemele de bănci de date. Se prezintă sinteza unor sisteme cunoscute în lumea informaticienilor (în special în occident)) cum ar fi: Sistemul R (realizat la IBM), sistemul KAIFAC (R.F.G.) și Sistemul REL (U.S.A.). Exploatarea unui sistem informatic este exemplificată pe sistemul realizat la Societatea de transporturi aeriene Deutsche Lufthansa.

Lucrarea prezintă un deosebit interes pentru concepatorii și cei ce exploatează sisteme informatice, ingineri, analiști și programatori din centrele de calcul electronic, institute de cercetare și proiectare de profil, oficii de calcul electronic.

FLORIN STĂNCIULESCU

R.R. Mohler, A. Ruberti (editors). Recent Developments in Variable Structure Systems, Berlin—Heidelberg—New York, Springer—Verlag, 1978, 326 pagini

Această carte este rezultatul lucrărilor unui seminar bilateral americano-italian, care a avut loc la Taormina (Sicilia) în 1977 și a fost dedicat sistemelor cu structură variabilă și aplicațiilor acestora. Tematica lucrărilor a inclus în mare două categorii de comunicări: (1) teoria matematică a sistemelor cu structură variabilă și (2) aplicații ale teoriei sistemelor cu structură variabilă, în special în biologie și ecologie, dar și în alte domenii.

Scopul declarat al seminarului a fost acela de a asigura integrarea teoriei și aplicațiilor. În multe cazuri dezvoltările teoretice privind sistemele cu structură variabilă au provenit, sau au fost motivate, de cerințele unor probleme practice. Din parcurgerea lucrărilor prezentate, rezultă că sistemele cu structură variabilă, sistemele adaptive, sistemele biliniare, sistemele pătratică și altele din această categorie, constituie modele naturale, în multe cazuri și excelente aproximații în altele. Se știe că sistemele liniare constituie numai o primă aproximație, atât în tehnică, cît și în biologie. De

aceea tratarea unei clase de sisteme superioare, teoretic și aplicativ, sistemelor liniare, aceea a sistemelor cu structură variabilă, este utilă și poate deveni foarte fecundă, prin deschiderea unor direcții de cercetare noi. Din cele 23 de lucrări prezentate reținem cîteva (pentru ca cititorul să-și facă o idee de conținutul lucrării): *Delecția cea mai rapidă în sistemele cu structură variabilă; Controlul optimal în structurile informaționale; Probleme de stabilitate; Sisteme cu variabile descriptori liniare; Modele biliniare în ecologie; Aplicații ale teoriei controlului optimal în imunologie și altele.*

Desigur că un domeniu atât de nou și interesant ca acela al sistemelor cu structură variabilă va suscita interes în rîndurile inginerilor automatiști, dar și al celor care aplică conceptele științei sistemelor, în special electrotehnicienii, electroniști dar și biologi, economiști și alții.

FLORIN STĂNCIULESCU

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

Seminarul internațional de calculatoare analogice și hibride (Al 16-lea Seminar MEDA)

Prezentare generală

În perioada 20—22 martie 1979 s-au desfășurat la Praga, Cehoslovacia, lucrările Seminarului Internațional de Calculatoare Analogice și Hibride (Al 16-lea Seminar MEDA), organizat de Asociația științifică și tehnică cehoslovacă CVTS. Comitetul de cibernetică aplicată și Casa tehnică din Praga. Seminarul a avut scopul de a permite un schimb de experi-

ență între specialiști cehoslovaci și străini în domeniul simulării sistemelor, în domeniul programării și utilizării calculatoarelor analogice și sistemelor de calcul hibrid, în organizarea laboratoarelor de calcul hibrid, în domeniul dispozitivelor noi de calcul hibrid etc.

La lucrările Seminarului au participat, în afară de gazde, delegați din URSS, RDG, RPP, RPU, RSR, RFG, Yugoslavia, Franța și Belgia. Din partea R.S. România a participat

dr. ing. Mimi Sasu de la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.), București. Lucrările celui de „Al 16-lea Seminar MEDA” au fost organizate pe 8 secții, cu următoarea problemă: 1. Teorie; 2. Hardware; 3. Software; 4. ... 8. Aplicații. În cele ce urmează se vor prezenta succint problemele mai importante dezbătute în cadrul secțiilor, participarea delegatului român la lucrările Seminarului, precum și concluziile desprinse în urma acestei acțiuni.

Prezentarea problemelor mai deosebite în cadrul secțiilor de lucru ale seminarului

Secția 1: Teorie. Au fost prezentate 4 comunicări cu următoarele subiecte: Simularea sistemelor mari; Simularea sistemelor cu formă specifică proceselor de acumulare a cunoștințelor; Simularea sistemelor continue — pregătire de bază comună pentru calculatoare analogice și numerice; Teoria similitudinii și simularea sistemelor.

Secția 2: Hardware. Subiectele tratate în cele 6 comunicări prezentate sunt următoarele: Tendințe noi în dezvoltarea sistemelor de calcul hibrid; Analizor diferențial numeric rapid cu scalare automată și panou de control automat; Sistem hibrid cu comutare automată a unităților de calcul analogice; Interfața S 100 pentru sisteme mici de calcul hibrid; CHYMEDA — un mic calculator hibrid programat automat; Descrierea unui panou de programare automată pentru un DDA.

Secția 3: Software. Au fost prezentate 9 comunicări. Din partea R.S. România a fost prezentată lucrarea „Simularea analitică a unei ecuații diferențiale cu derivate parțiale de tip parabolic”. Celelalte 8 comunicări au tratat următoarele probleme: Software pentru sisteme de calcul hibrid; Software pentru un sistem hibrid mic; Simularea unui sistem de testare; O aplicație a indicatorilor de decizie pentru sistemele de calcul hibrid; Algoritmizarea problemelor hibride; Simularea unei probleme indirecte de teoria cimpului printr-o metodă Monte-Carlo hibridă; Modelarea proceselor de transport cu o distribuție dată a timpilor de tranzit; Sinteza automatelor pentru controlul și prelucrarea algoritmilor paralele pentru probleme hibride.

Secția 4: Aplicații. În cele 7 comunicări prezentate au fost puse în discuție următoarele probleme: Analiza și sinteza unui sistem logic — dinamic pe un calculator hibrid; Modelarea funcțiilor sin/cos pe un calculator analog-hibrid MEDA 41 TC; Posibilități de calcul ale calculatoarelor MEDA 43 HA; Simularea problemelor sistemelor de acționare sincrone pe calculatorul analogic MEDA 41 TC; Sistemul de calcul hibrid RPP 16 — MEDA pentru rezolvarea algoritmilor paralele ale problemelor de conducere; Sistem de operare pentru regimul de multiprogramare al sistemului de calcul hibrid RPP 16 — MEDA cu procedură paralelă analogică și numerică; Sinteza schemelor de comandă serie cu utilizarea reprezentării grafice pe calculatorul analogic MEDA 41 TC.

Secția 5: Aplicații. S-au prezentat 6 comunicări cu următoarele subiecte: Rezolvarea hibridă a ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale; Conducerea calculului pe un sistem de calcul hibrid ADT 7000; Generator de funcții universal pentru funcții sigmoide și funcții de saturație; Metode hibride pentru rezolvarea ecuațiilor diferențiale parțiale de tip eliptic și aplicațiile lor concrete; Rezolvarea unui sistem de ecuații diferențiale parțiale pe un sistem de calcul hibrid; Compararea a două metode de rezolvare a ecuațiilor diferențiale lineare neomogene.

Secția 6: Aplicații. Subiectele tratate în cele 8 comunicări sunt următoarele: Realizarea hibridă a unui model multi-compartimental mixt; Specificarea bazelor matematice ale sistemelor analog-numerice cu schimbare neprogramată a

informațiilor; Compararea metodelor de cercetare a stabilității motoarelor sincrone pe calculatoare numerice și hibride; Modele simplificate pentru uzinele cu energie nucleară; Optimizarea ajutată de calculatoare prin utilizarea unui sistem de informare adaptiv; Optimizarea proprietăților dinamice ale atenuatorilor hidraulici; Clasificarea dispozitivelor de predare programabile; Simularea hibridă a șocurilor discrete a corpurilor elastice.

Secția 7: Aplicații. În cele 6 comunicări prezentate s-au discutat următoarele probleme: Transformarea Fourier discretă a semnalelor continue; Despre utilizarea unui sistem de calcul hibrid HRA 7200 în învățămînt și cercetare; Utilizarea unui sistem de calcul hibrid HRA 7200 pentru optimizarea proceselor de fermentație; Comparărie între simularea numerică și hibridă a modelului dinamic al unui sistem de reacție chimică; Convertor numeric-analogic cu precizie ridicată; Simularea proceselor continue prin utilizarea de elemente microprocesoare.

Secția 8: Aplicații. Ultima secție a prezentat 8 comunicări privind: Sisteme de simulare hibridă specializate și simulatori ai proceselor industriale; Identificarea operatorului uman într-un sistem de conducere; Analiza mecanismului de reglare a celulelor plate din singe — Regenerarea prin trombocitoză și trombocitopenie severă; Fluctuații aleatorii în epidemiile produse de un singur virus — efectul virfurilor biennale asupra perioadei latente; Parametrizarea semnalului EKG bazată pe alegerea punctelor caracteristice; Modelarea tensiunilor de comandă pentru motoare asincrone; Modelarea condițiilor de margine pe un sistem de calcul hibrid; Investigație asupra conducerii numerice directe prin simulare pe un sistem de calcul hibrid.

Alte acțiuni tehnico-științifice

În afară de participarea la lucrările Seminarului, am mai luat parte la următoarele acțiuni: discuții la masa rotundă pe tema „Simularea sistemelor și învățămîntul”, vizitarea Expoziției de tehnică hibridă de calcul și vizitarea unui Centru de calcul hibrid. În continuarea lucrărilor celui de „Al 16-lea Seminar MEDA” am vizitat de asemenea Laboratorul de calcul hibrid al Institutului de cercetări electrotehnice al Academiei cehoslovace de științe, precum și Institutul de tehnică de calcul al Universității tehnice din Praga.

Concluzii

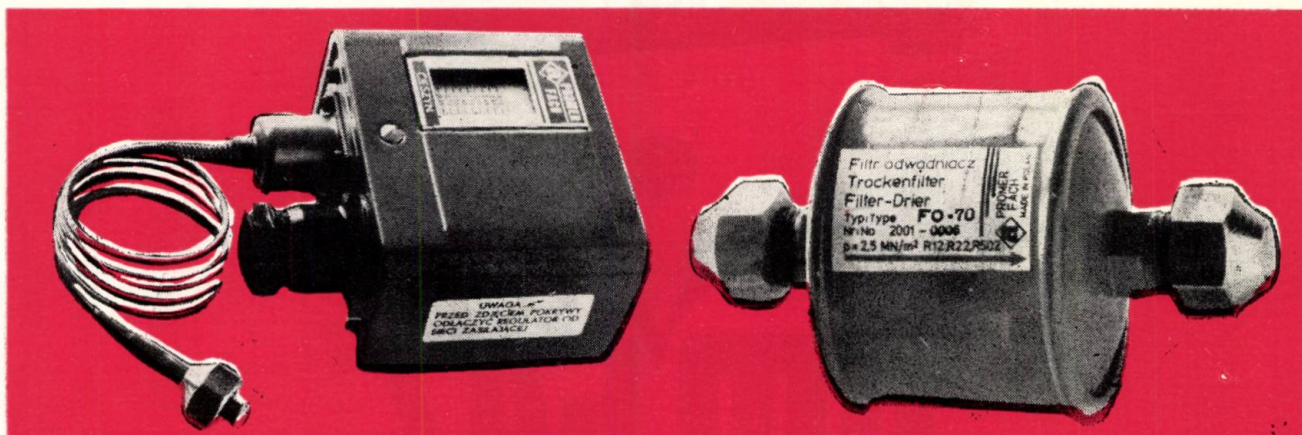
Diversitatea problemelor abordate, precum și nivelul înalt al comunicărilor prezentate la Seminarul Internațional de Calculatoare Analogice și Hibride (Al 16-lea Seminar MEDA) atestă utilitatea organizării acestor seminarii, care permit o cooperare științifică și tehnică internațională între specialiști din diferite domenii științifice, interesați în utilizarea calculatoarelor electronice (analogice și hibride).

Tehnica mondială de calcul implică în prezent o utilizare largă a sistemelor hibride de calcul, atât pentru probleme de cercetare științifică și în special pentru simularea sistemelor dinamice complexe, cit și pentru prelucrarea datelor. Sistemele de calcul hibride pot deveni un factor important în raționalizarea introducerii și utilizării tehnicii de calcul în România.

În țările socialiste, ca și pe plan mondial, există deja o experiență bogată în utilizarea sistemelor hibride de calcul confirmată atât de nivelul științific, cit și de aria tematică a lucrărilor prezentate la Seminarul MEDA din acest an. Sistemele hibride de calcul completează gama aplicațiilor ce se pot rezolva eficient pe calculatoarele digitale, prin rezolvarea adevărată a unor probleme științifice tipice hibride

Dr. ing. Mimi Sasu

MERA-METRONEX



oferă :

Reglatoarele de temperatură și de presiune tip RL

Reglatoarele de temperatură sau de presiune de tip RL sînt instalații destinate deschiderii și închiderii automate a circuitului electric în urma schimbării temperaturii mediului sau a presiunii elementului.

Reglatoarele de temperatură sînt utilizate pentru comanda automată a instalațiilor de refrigerare sau de încălzire și a vanelor electromagnetice de întrerupere sau de semnalizare, în funcție de temperatura ambiantă a traductorului regulatorului instalat în mediul supus reglării. Reglatoarele de presiune sînt utilizate pentru comanda funcționării compresoarelor din instalațiile de refrigerare, în care alimentarea se face cu ajutorul vanelor de termoreglare. Reglatoarele sînt adaptate pentru fluidele frigorifice R12, R22, R502. Temperatura maximă a fluidelor: 393°K ($+120^{\circ}\text{C}$). Capacitatea nominală: 16/10A, 250 V, 50-60 Hz.

Filtre de purjare a apei tip FC

Filtrele de purjare a apei tip FC sînt destinate eliminării umidității (apei) din circuitele de refrigerare ale instalațiilor frigorifice avînd un randament de $6280 \div 12560 \text{ kJ/1500} \div 3000 \text{ kcal/h}$ în care fluidul frigorific utilizat este R12, R22, R502.

Gradul de absorbție a apei depinde de dimensiunile filtrului. La fluidele frigorifice menționate el este de $2,0 \div 4,5 \text{ gH}_2\text{O}$. Aceste filtre au, totodată, capacitatea de a evacua impuritățile mecanice mici aflate în circuitul de refrigerare. Presiunea nominală a filtrelor de purjare a apei ajunge la $25 \text{ MPa/25 kg/cm}^2$.

Intreprinderea de Comerț Exterior



MERA
METRONEX

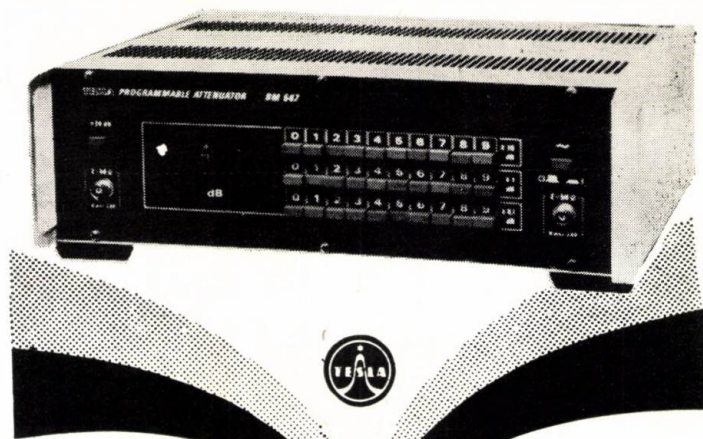
a Uniunii Industrii Automatizării și de
Aparate de Măsură „MERA”

Al. Jerozolimskie 44, 00-950 War-
șovia.

Căsuța Poștală 198, Telex : 81 44 71

Telefon : 26.22.21 ; 26.74.41

Vă invităm să vizitați standul nostru la Tîrgul internațional
Tehnoexport în pavilionul polonez, între 4-13 oct 1979.



bm 547

REDUCTOR PROGRAMABIL BM 547

Cunoscut pentru modificarea limitelor sensibilității de intrare a receptoarelor sau a nivelului semnalului de ieșire a generatoarelor. Patru tuburi numerice cu neon servesc la afișarea numerică a valorilor atenuatorului prereglat. Datorită construcției sale, aparatul poate fi utilizat la sistemele de măsură a funcționării automate.

- Gama de frecvență : 0 la 100 Hz
- Gama de atenuare : 0 la 119,9 dB la 20 Hz
0 la 99,9 dB la 100 Hz
- Reglare : prin salturi de la 10 dB ; 1 dB ; 0,1 dB

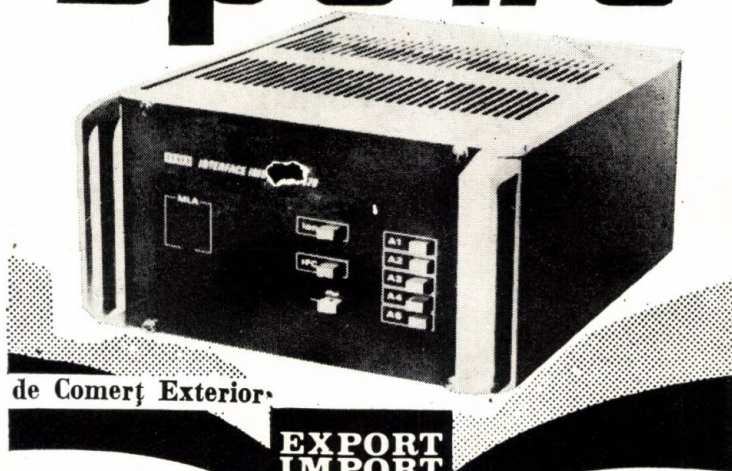
- Precizia : $\pm (0,1 \pm A)$ dB sau A — atenuare prereglată în dB
- Impedanță : 50 Ω
- Interfață : IMS-1 în acord cu RS 3 826-73
- Dimensiuni : 435×145×380 mm.

În vederea transmisiei semnalelor de programare și de comandă ale aparatului, echipat cu interfață IMS-1, cu bară colectoare normalizată IMS-2 răspunde normelor prevăzute stabilite de CAEM(IEC).

CONVERTIZOR DE INTERFAȚĂ BP 5479

Permite realizarea împreună cu alte aparate, la această bară colectoare, a unui post de măsură (sistem de măsură) care oferă posibilitatea automatizării proceselor de măsurare.

bp 5479



Intreprinderea de Comerț Exterior

**EXPORT
IMPORT
KOVO**

Jankovcova 2, 170 88 Praga 7, Cehoslovacia.

PUBLICOM



bm 537



GENERATOR PROGRAMABIL DE 1 MHz – MODEL BM 537

Acest aparat este destinat pentru măsurări de laborator de mare precizie. Între avantajele sale se includ o remarcabilă puritate spectrală a semnalului și o amplitudine slabă a bruiajului de fond. Generatorul se pretează, totodată, la măsurarea curbelor de trecere a filtrelor și la diverse măsurători de joasă frecvență. Distorsionarea slabă a armonicii permite efectuarea măsurărilor de precizie în domeniul frecvențelor acustice.

Marele avantaj al acestui aparat rezidă în posibilitatea comenzilor la distanță, fapt pentru care el poate fi utilizat în sistemele de măsură informațională (IMS). Aparatul este construit pentru IMS-1 racordat la RS 3826-73. Funcționarea se declanșează prin 0 logic. Generatorul este programat în codul decimal binar 8421. El poate fi comandat de la distanță chiar fără să se recurgă la semnalele de telecomandă B și M.

- Banda de frecvențe în două game : 10 Hz la 10 kHz și 10 kHz la 1 MHz
- Reglarea frecvenței : în decade cu precizia de $1 \cdot 10^{-7}$
- Etalon intern de frecvență : 10 MHz
- Tensiunea de ieșire : 1 V/50 Ω
- Divizor de ieșire : în salturi de 9×10 dB și 9×1 dB
- Dimensiuni : 435 $\times$ 180 $\times$ 500 mm.

Exportator :

Întreprinderea
de comerț exterior

**EXPORT
IMPORT
KOVO**

Fabricant: TESLA-BRNO

Jankovcova 2, 170 88 Praga 7, Cehoslovacia



bm 543



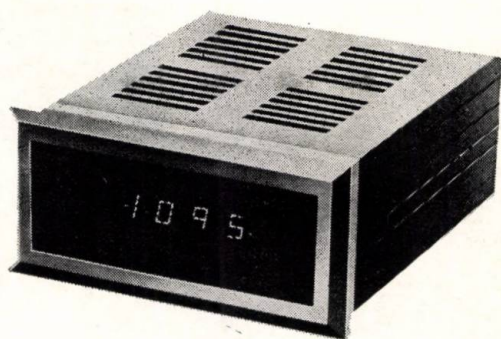
DISTORSIOMETRU CU FUNCȚIONARE SEMIAUTOMATĂ

Distorsiometrul cu funcționare semiautomată BM 543 este un aparat destinat măsurării distorsiunii armonice a tensiunii alternative. Principiul de măsură constă în acordarea automată a unui circuit în punctul de mijloc a două bucle de comandă. Conectorul de ieșire, servind la branșarea osciloscopului, permite observarea caracteristicilor distorsiunii. Aparatul poate fi utilizat, de asemenea, ca voltmetru de măsurare normală a tensiunii și a cîștigului de frecvență cuprins între 10 Hz și 3 MHz.

- Gama de frecvență : 10 Hz la 600 kHz
- Măsurarea armonicii : pînă la 3 MHz
- Nivelul distorsiunii : 0,1% la 100% în șapte game
- Eliminarea armonicii fundamentale : 80 dB
- Sensibilitate : 300 mV la 300 V
- Gama de frecvență în măsurarea tensiunii : 10 Hz la 3 MHz
- Gama de tensiuni : 0,3 mV la 300 V
- Dimensiuni : 435×145×380 mm

INTREPRINDEREA DE COMERȚ EXTERIOR KOVO
Jankovcova 2, 170 88 Praga 7, Cehoslovacia

**EXPORT
IMPORT
KOVO**
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA



bm 551



APARAT DIGITAL DE MĂSURĂ CU PANOU

Aparatul este destinat măsurării cu înaltă precizie a tensiunii de ieșire analogică a instrumentelor electronice de măsură. El poate servi, de asemenea, ca înlocuitor al aparatelor de măsură de laborator cu ac.

- Intrare : asimetrică în raport cu solul
- Capacitate : 1,999 V
- Precizie : $\pm 0,1\%$ din valoarea măsurării
 ± 1 mV din capacitate
- Putere de rezoluție : 1 mV din capacitate
- Curent de intrare : ± 10 nA max.

- Afișaj : numeric 3 1/2, tip LED
- Dimensiuni : 121×56×138,5 mm

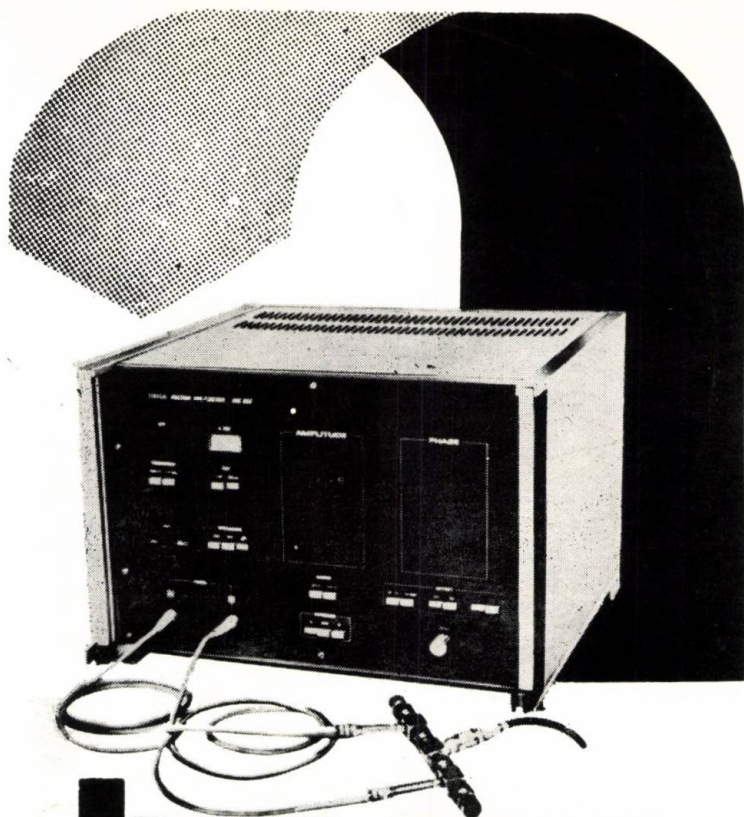
Aparatul poate funcționa într-un sistem de măsură cu funcționare automată în care se repetă automat măsurarea tensiunii de intrare la viteză de până la 3 măsurători/s, fiind comandat prin semnal exterior. Așadar, datorită acestor posibilități, care fac ca valorile stabilite prin măsurare să fie reprezentate în codul decimal binar DCB 8421, aparatul poate fi conectat la circuite de interfață și utilizat în sistemul automat de măsură informațional IMS.

INTREPRINDEREA DE COMERȚ EXTERIOR KOVO

Jankovcova 2, 170 88 Praga 7, Cehoslovacia.

**EXPORT
IMPORT
KOVO**
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

PUBLICOM



bm 552

VOLTMETRU VECTORIAL PROGRAMABIL

Acest aparat este un microvoltmetru selectiv de înaltă frecvență, cu două canale și un fazmetru indicând datele tensiunii și fazele.

Aparatul permite efectuarea următoarelor măsurări :

Măsurarea tensiunii în gama de $100 \mu V$ la $1 V$ într-o nouă subgamă în bandă de frecvență cuprinsă între 1 și $1000 MHz$.

Măsurătoarea raportului de tensiune cu citire dublă în gama de -80 la $+80 dB$.

Măsurarea fazei în gama 0° la $\pm 180^\circ$, puterea de rezoluție fiind de $0,1^\circ$. Dotat cu accesoriul special BP 5 321-9, aparatul permite măsura-

rea factorului de reflexie de impedanță, de admitanță, a parametrilor cuadripolilor și ai componentelor cu semiconductoare etc.

Datorită acestor caracteristici tehnice și a accesoriilor sale, aparatul este destinat mai ales pentru a fi utilizat în sistemele de măsură informațională (IMS). Gamele de tensiune, de fază și de frecvență se reglează automat. Pe lângă comanda manuală aparatul poate fi, de asemenea, comandat de la distanță.

El este programabil în sistemul decimal, codul binar DCB 8 421, iar interfața sa este cunoscută sub formă de bloc schimbabil. Blocurile au interfața IMS-1 după RS 3 828-73 sau IMS-2.

INTREPRINDEREA DE COMERȚ EXTERIOR KOVO

Jankovcova 2, 170 88 Praga 7, Cehoslovacia



**EXPORT
IMPORT
KOVO**
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA



bm 556



OSCILOSCOP

Acest osciloscop în bandă largă, echipat cu semiconductoare conține un amplificator cu derivație verticală încadrat în două canale, lărgimea benzii 0 la 25 MHz, permite vizualizarea simultană a unui regim periodic sau două. El permite, de asemenea, realizarea reprezentării diferențiale între două puncte. Baza de timp etalonat, introdus, permite citirea cu precizie a relațiilor de timp a regimurilor de frecvență observate pe ecran.

Tubul cu raze catodice cu ecran plan pe o suprafață exploatabilă de 48×80 mm, cu remanență medie.

Amplificator cu deviație verticală în gamă de

frecvență cu două canale :

- tensiune continuă : 0 la 25 MHz, $-3 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$;
- tensiune alternativă : 10 Hz la 25 MHz, $-3 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$.

Calibror de amplitudine : 1 kHz/60 mV, 600 mV, 6 V — precizia $\pm 1\%$.

Baza de timp : coeficient de deviație 1s/diviziune la 0,1 μs /diviziune în trepte de 1:2:5, eroarea max. $\pm 5\%$.

Datorită caracteristicilor sale tehnice osciloscopul BM 556 se îmbină cu măsurările de laborator și se pretează perfect la utilizarea în sistemele de informare și de reglare. Minuirea sa este, în raport cu alte tipuri, foarte simplă.

INTREPRINDEREA DE COMERȚ EXTERIOR KOVO

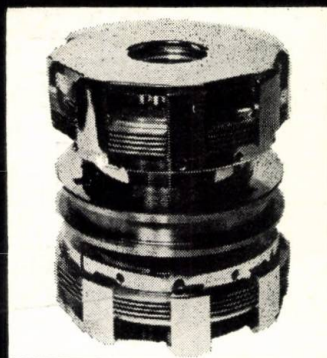
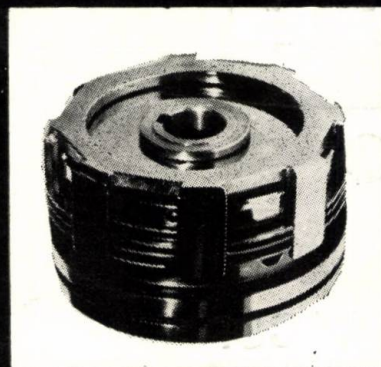
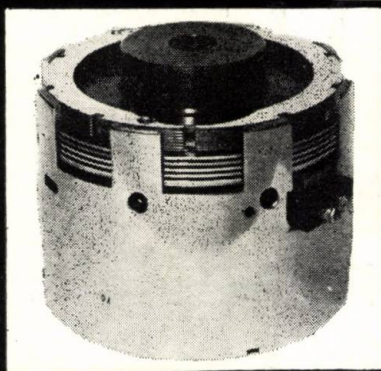
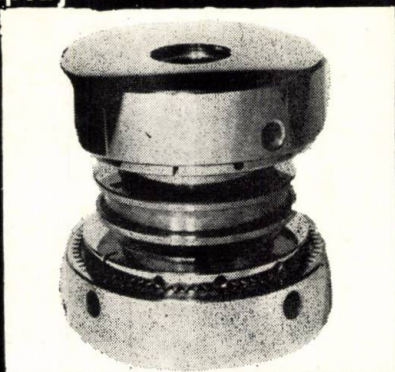
Jankovcova 2, 170 88 Praga 7, Cehoslovacia

**EXPORT
IMPORT
KOVO**
PRAGA
CZECHOSLOVAKIA

PUBLICOM

Dimensiuni mici—randament mare

sînt avantajele cuplajelor industriale din
programul de fa-
bricație al uzinei
"Prèrovské
strojirny"



pentru:

- profile automate de producție
- valțuri
- excavatoare
- mașini-unelte
- instalații climatice
- mașini-textile
- ventilatoare de răcire la motoare auto etc.

Fabricant :

PREROVSKÉ STROJIRNY

Un alt sortiment de cuplaje acționat electric
sau mecanic și cuplaje elastice, livrează:

Exportatorul :

pragoinvest

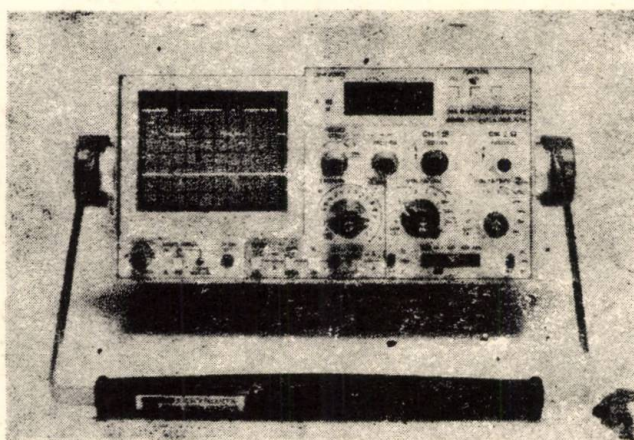
180 56 Praga 9, Cehoslovacia



RST



OSCILOSCOP 305 DMM



NOU !

Caracteristici și specificații tehnice

LĂRGIMEA BENZII :

SENSIBILITATE :

MODURI DE AFIȘARE :

c.c. până la 5 MHz

5 mV/div.

CH1, CH2, interrupt, alternativ, CH2 inversat și x-y

DMM :

tensiune c.c. :

game : 2 V, 20 V, 200 V, 1 000 V

tensiune c.a. :

game : 2 V, 20 V, 200 V, 700 V

rezistență :

game : 2 k Ω , 20 k Ω , 200 k Ω , 2 000 k Ω .

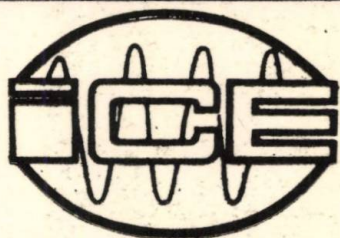
● Osciloscop portabil cu spot dublu, de 6 MHz

● Afișare CRT : 8x10 div (0,6 cm/div)

● DMM cu autoreglarea gamei pentru tensiune c.c. și c.a. și funcție de măsurarea rezistenței

● Control optim al nivelului de declanșare la semnale TTL

● Pentru funcționare în c.c. și c.a. (baterii încorporate care pot fi reincărcate).



Service și asistență tehnică

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE
Calea Floreasca 169, București, tel. 33 35 83

Vă rugăm să ne vizitați la expoziția

APARATURA ELECTRONICĂ 13—16.XI.1979 SALA PALATULUI



RST



ROHDE & SCHWARZ-TEKTRONIX Gesellschaft m. b. H.

1100 Wien, Sonnleithnergasse 20

Telefon (0222) 62 61 41-0 — Telex (01) 339 33

1960 FEB 7

E 2040

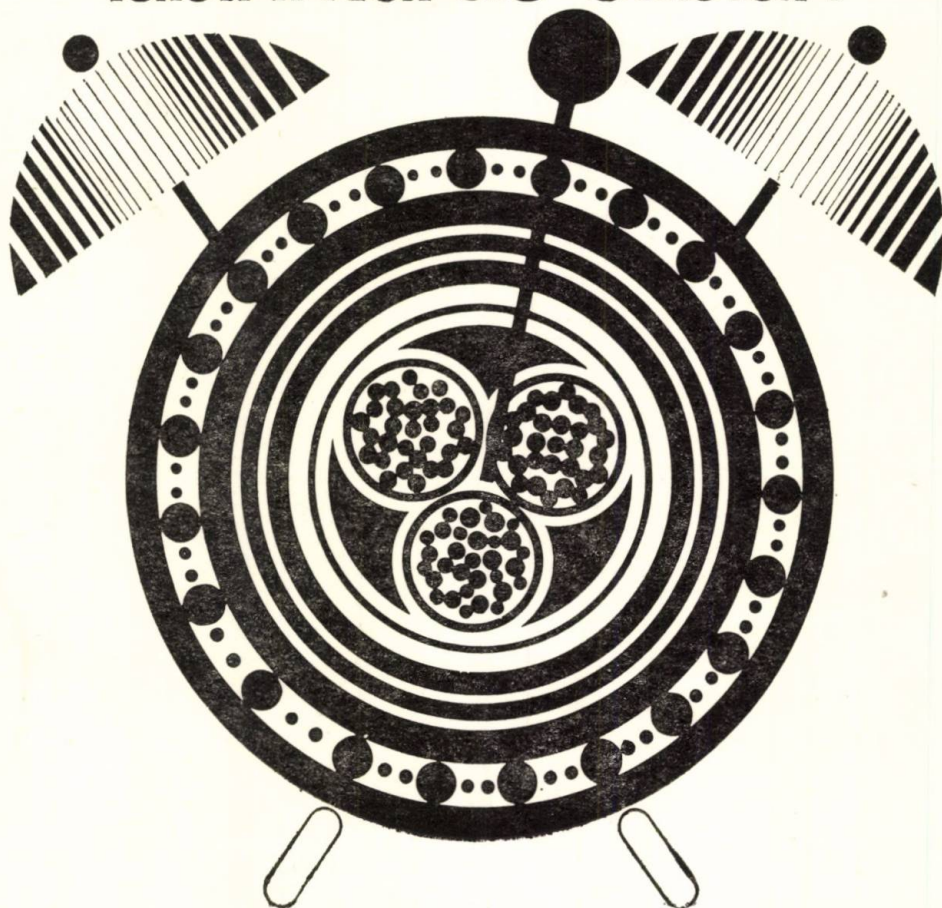
Uich

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 23 • Nr. 4 • DECEMBRIE 1979

Un defect în labirintul de cabluri



Defectele în marea rețea a cablurilor de înaltă și de joasă tensiune, în cablurile de telecomunicații și telex, în cablurile purtătoare de frecvență sau de comandă, fac parte din orice zi obișnuită de lucru. Pentru evitarea unor perturbații mai mari, aceste defecte trebuie detectate foarte repede. Această problemă a putut fi de mult soluționată cu ajutorul tehnicii moderne de localizare a defectelor.

Prin procedeul de localizare prin impulsuri se pot detecta imediat, de la capătul cablului până la o distanță de 500 kilometri rupturi, scurtcircuite și șuntări, contacte slăbite, inversări de fire etc. Industria noastră oferă un întreg program de aparate, echipamente și vehicule complete pentru

localizarea defectelor pentru cele mai diverse posibilități de exploatare. Din acest program fac parte aparate pentru verificarea, diagnosticarea și tratarea premergătoare a defectelor, prelocalizarea, stabilirea traseului și localizarea exactă a punctului defect.

AMBASADA R.D.G. IN R.S.R. :

Agenția economică. Secția bunuri de consum electrice, elemente de construcții și tehnica automatizării,
București, Calea Dorobanți 14

RFT MESSELEKTRONIK

Exporteur: **HEIM-ELECTRIC**
EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 1026 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM



ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 23

Nr. 4

decembrie 1979

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.38.001

TRANZISTOARE BIPOLARE CU
GEOMETRIE CIRCULARĂ
EFECTE DE AGLOMERARE A
EMITORULUI CALCUL

Pavelescu, I.: *Asupra fenomenului de autoaglomerare a emitorului în tranzistoarele bipolare cu geometrie circulară.*
E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 121

În lucrare sunt abordate două metode de calcul privind geometria circulară ($y \rightarrow r$), cu precizarea că ambele conduc la rezultate identice. De asemenea, se dau comparativ cu geometria în benzi, curbele de variație a indicelui de aglomerare (c) și a factorului de c.c. (D), funcție de tensiunea bază-emitor, curbe ce permit o evaluare rapidă a fenomenului de autoaglomerare.

CZ 621.385

DIODĂ CU AVALANȘĂ
CONTROLATĂ JONCTIUNE
„PN”
SUPRATENSIUNI TRANZITORII

Obreja, V.V., Lingay, I.: *Dispozitive limitatoare de supratensiuni tranzitorii.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 125

În lucrare se prezintă modul de realizare și caracteristicile inverse curent — tensiune la nivele mari ale curentului de avalanșă ale unor dispozitive limitatoare de supratensiuni tranzitorii (DLST) produse în țară. Pe baza încercărilor efectuate se propune un mecanism de defectare a DLST la supratensiuni tranzitorii.

CZ 621.38

CALCULATOR
TELEVIZOR
PERIFERIC

Căpălină, O., Kornhauser, A.: *Blocul de afișare al display-ului DAF—1.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 130

În lucrare se descrie modul de realizare a blocului de afișare al imaginii pe un tub cinescop cu baleiaj TV al unui dispozitiv de afișare alfanumerică, tip DAF—1, realizat la I.T.C. Cluj-Napoca. De asemenea, sunt arătate problemele ce apar datorită existenței a două formate de afișare comutabile și se indică modul de soluționare a acestora. Partea a doua a lucrării conține o metodologie de calcul pentru sursa de înaltă tensiune, bazată pe experimentări și măsurări asupra sistemului de deflexie.

CZ 621.383

CEAS ELECTRONIC
DISPOZITIV DE ALARMĂ
ACUMULATOARE „TAMPON”

Sucitu, Al., Sucitu, Gh.: *Ceas digital cu alarmă și calendar.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 138

Este descris un ceas digital realizat la I.C.C.E. de autori, cu două accesorii utile: alarmă electronică și calendar.

CZ 621.316.9/621.383

SIGURANȚA ELECTRONICĂ
CUPLAJ OPTIC
CONTACTOARE STATICE

Mihai Ilie Mircea: *Echipamente electronice de protecție la supracurenți cu cuplaje optice.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, dec 1979, p. 142

Lucrarea tratează echipamente electronice ce se pot realiza modular, comandate prin cuplaje optice care se pot folosi la protecții în curent continuu sau alternativ.

CZ 621.386

CIRCUIT BASCULANT
MEMORAREA STĂRII
REGIMULUI DE LUCRU

Petriu, E., Năfornică, I.: *Circuit basculant cu „n” stări stabile și ieșiri decodificate.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 147

Se prezintă un circuit basculant care este o generalizare a circuitelor basculante bi- și tristabile, având informația decodificată la ieșiri. Circuitul basculant permite memorarea a N stări distincte, fiecare stare, fiind semnalizată prin validarea unei anumite ieșiri dintre N stări existente.

CZ 621.391.822

TRANZISTOARE BIPOLARE
ANALIZOR DE ZGOMOT
PROIECTARE

Tudor, V.: *Analizor de zgomot pentru tranzistoare.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 149

În articol se arată posibilitatea determinării directe a densităților spectrale de zgomot de tensiune și de curent pentru tranzistoare bipolare cu ajutorul analizorului de zgomot realizat de autor și principalele etape de proiectare ale acestuia.

CZ 621.396.72

AMPLIFICATOR DE RADIO-
FRECVENȚĂ
TRANZISTOARE
PROGRAM DE CALCUL

Muntean, V., Zaharia, D., Tașu, T.: *Calculul rețelei de corecție pentru un amplificator de radiofrecvență de bandă largă cu tranzistoare.*

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 154

Se prezintă un program de calcul al unei rețele de corecție pentru nivelarea câștigului și a impedanței de intrare a tranzistoarelor de R.F. utilizate în amplificatoarele de putere de bandă largă. Calculul se face cu un program în FORTRAN IV.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CECOBONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORȚOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RADULEȚ; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STĂNCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, E.E.A., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMATIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25, C. 1634 Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66, P.O.B. — 2001. — Telex. 0112.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.38.001

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ЦИРКУЛЯЦИОННОЙ ГЕОМЕТРИЕЙ ЭФФЕКТЫ СКОПЛЕНИЯ ЭМИТТЕРА ВЫЧИСЛЕНИЕ

Павелеску, И.: Явления скопления эмиттера в биполярных транзисторах с циркуляционной геометрией. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, № 4, декабрь 1979, стр. 121

В работе представлены два метода вычисления циркуляционной геометрии (УЭП), уточняя, что оба ведут к одинаковым результатам. По сравнению с геометрией в лентах дают, и кривые перемены коэффициента накопления (показателя скопления) (с) и фактора постоянного тока (д) в зависимости от основного напряжения (базы) эмиттера, кривые, которые позволяют быструю оценку явления скопления.

УДК 621.385

ДИОД С КОНТРОЛИРУЕМОЙ ЛАВИНОЙ СОЕДИНЕНИЕ «РН» ПЕРЕХОДНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Обреза, В.В., Лингвай, И.: Приборы для переходных напряжений. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, № 4, декабрь 1979, стр. 125

В работе представляют способ осуществления и обратные характеристики ток-напряжение при больших уровнях тока лавины некоторых приспособлений ограничителей (ограничивающих приспособлений) переходных перенапряжений (ДЛСТ), производимых в стране. На основе осуществленных испытаний предлагают механизм повреждения ДЛСТ при переходных перенапряжениях.

УДК 621.38

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ МАШИНА ТЕЛЕВИЗОР ПЕРИФЕРИЧЕСКИЙ

Кэпэцэ, Д., Горнхаузер, А.: Блок афиширования дисплея ДАФ-1. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, № 4, декабрь 1979, стр. 130

В работе описывают способ осуществления блока афиширования изображения на кинескопе с разверткой телевидения приспособления альфавычислительного афиширования, типа ДАФ-1, осуществленного И.Т.К. Клуж-Напока. Также показывают проблемы, которые появляются вследствие существования двух изменяемых форматов афиширования и показывают способ их решения. Вторая часть содержит методику вычисления для высоковольтного источника, базированную на испытаниях и измерениях системы дефлексии.

УДК 621.383

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЧАСЫ ПРИСПОСОБЛЕНИЕ ТРЕВОГИ «БУФЕРНЫЙ» АККУМУЛЯТОР

Сучиту, Ал., Сучиту, Дж.: Электронные часы с календарем. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, № 4, декабрь 1979, стр. 138

Описывают пальцевые часы, осуществленные при И.К.К.Е. авторами, с двумя полезными принадлежностями: электронной тревогой и календарем.

УДК 621.316.9/621.383

ЭЛЕКТРОННЫЙ ПРЕДОХРАНИТЕЛЬ ОПТИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ СТАТИЧЕСКИЙ КОНТАКТОР

Михай, Илие Мирча: Электронные защитные снаряжения при напряжениях с оптическими связями. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, № 4, декабрь 1979, стр. 142

Работа трактует электронные снаряжения, которые могут быть осуществлены модулярно, управляемые оптическими связями, которые могут быть использованы при защитах в постоянном или переменном токах.

УДК 621.386

КАЧАЮЩАЯСЯ ЦЕПЬ ЗАПОМИНАНИЕ СОСТОЯНИЯ РЕЖИМ РАБОТЫ

Петриу, Е., Нафоринцэ, И.: Качающаяся цепь с „Н” стабильными состояниями и декодированными выходами. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, № 4, декабрь 1979, стр. 147

Представляют качающуюся цепь, которая является обобщением дву- и тристабильных качающихся цепей, имея декодированную информацию у входов. Качающаяся цепь позволяет запоминание особых состояний, каждое состояние сигнализируясь утверждением определенного выхода из существующих состояний.

УДК 621.391.822

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ АНАЛИЗАТОР ШУМА ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Тудор, В.: Анализатор шума для транзисторов. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, № 4, декабрь 1979, стр. 149

В статье показывают возможность непосредственного определения спектральной плотности шума напряжения и тока для биполярных транзисторов с помощью анализатора шума, реализованного автором и основные его проектирования.

УДК 621.396.72

РАДИОЧАСТОТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТРАНЗИСТОРЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ПРОГРАММА

Мунтян, В., Захария, Д., Таку, Т.: Вычисление корректирующей цепи для радиочастотного усилителя широкой ленты с транзисторами. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, № 4, декабрь 1979, стр. 154

Представлена вычислительная программа корректирующей цепи для нивелирования приобретения и входного импеданса транзисторов Р. Ф., используемые в усилителях мощности широкой ленты. Вычисления выполняются с помощью программы ФОРТРАН IV.

INHALT

DK 621.38.001

BIPOLARE, KREISFÖRMIGE TRANSISTOREN EMITTER-ANHAUFUNGSEFFEKTE

Pavelescu, I.: Über die Anhäufungserscheinungen des Emitters in bipolaren, kreisförmigen Transistoren. Е.Е.А. — Automatica și electronica 23, Nr. 4, Dezember, 1979, S. 121

In der Arbeit werden zwei Berechnungsmethoden bezüglich der Kreisform ($y \rightarrow r$) geschildert mit der Angabe, dass beide zu den gleichen Ergebnissen führen. Ausserdem werden im Vergleich zur bandförmigen Gestaltung die Variationskurven

des Anhäufungskennwertes (c) und des Gleichstromfaktors (D), abhängig von der Spannungsfunktion Band-Emitter, dargestellt, die eine schnelle Bewertung der Anhäufungserscheinung ermöglichen.

DK 621.385

DIODE MIT KONTROLLIRTER
LAWINE „PN“-ÜBERGANG
ÜBERGANGSÜBERSPANNUN-
GEN

Obreja, V.V., Lingway, I.: Übergangsüberspannungsvorrichtungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 4, Dezember 1979, S. 125

In der Arbeit werden die Ausführungsweise und die umgekehrten Charakteristiken Strom-Spannung bei hohen Werten des Lawinenstroms einiger in Rumänien hergestellten Begrenzungsvorrichtungen für Übergangsüberspannungen dargestellt. Aufgrund der durchgeführten Versuche wird ein Störungsmechanismus des DLST bei Übergangsüberspannungen vorgestellt.

DK 621.38

RECHNER
FERNSEHER
PERIPHERIEINHEIT

Căpățină, D., Kornhauser A.: Bildaufzeichnungseinheit des DAF-1 Display.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 4, Dezember 1979, S. 130

In der Arbeit wird die Ausführungsweise der Aufzeichnungseinheit des Bildes auf einer Fernsehbildröhre mit Fernsehastastung eines alphanumerischen DAF-1-Display beschrieben, das im I.T.C.-Werk Cluj-Napoca verwirklicht wurde. Ausserdem werden die Probleme dargestellt, die infolge des Vorhandenseins zweier umschaltbarer Aufzeichnungsformate entstehen, und es wird eine Lösungsmöglichkeit dieser Probleme angegeben. Der zweite Teil der Arbeit umfasst eine Berechnungsmethodologie für die Hochspannungsquelle, die auf Versuche und Messungen des Ablenksystems beruht.

DK 621.383

ELEKTRONISCHE UHR
WECKVORRICHTUNG
„PUFFER“-AKKUMULATOR

Sucitu, Al., Sucitu, Gh.: Elektronische Uhr mit Wecker und Kalender.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 4, Dezember 1979, S. 138

Es wird eine im I.C.C.E. von den Autoren der Arbeit entwickelte Digitaluhr beschrieben, die mit zwei nützlichen Zubehöriteilen versehen ist: elektronische Weckvorrichtung und Kalender.

DK 621.316.9/621.383

ELEKTRONISCHE SICHERUNG
OPTISCHE KUPPLUNG
STATISCHER SCHÜTZ

Mihai Ilie Mircea: Elektronische Schutzvorrichtungen für Überspannungen mit optischen Kupplungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 4, Dezember 1979, S. 142

Die Arbeit behandelt modular herstellbare, durch optische Kupplung gesteuerte, elektronische Ausrüstungen, die in Schutzvorrichtungen für Gleich- und Wechselstrom verwendet werden können.

DK 621.386

KIPPSCHALTUNG
ZUSTANDSSPEICHERUNG
BETRIEBSWEISE

Petriu, E., Naforniță, I.: Kippschaltung mit „n“ stabilen Zuständen und entschlüsselten Ausgängen.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 4, Dezember 1979, S. 147

Es wird eine Kippschaltung dargestellt, die eine Verallgemeinerung der bi- und tristabilen Kippschaltungen ist

und entschlüsselte Information am Ausgang hat. Die Kippschaltung ermöglicht die Speicherung von N verschiedenen Zuständen, wobei jeder Zustand durch Festlegung eines bestimmten Ausganges unter N vorhandenen Zuständen gemeldet wird.

DK 621.391.822

BIPOLARE TRANSISTOREN
GERÄUSCHANALYSATOR
PROJEKTIERUNG

Tudor, V.: Geräuschanalysator für Transistoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 4, Dezember 1979, S. 149

Im Artikel werden die Möglichkeiten zur direkten Bestimmung der spektralen Dichten der Spannungs- und Stromgeräusche für bipolare Transistoren mit Hilfe des vom Autor entwickelten Geräuschanalysators geschildert und die wichtigsten Projektierungsetappen dieser Analysatoren dargestellt.

DK 621.396.72

RADIOFREQUENZVERSTÄR-
KER
TRANSISTOREN
BERECHNUNGSPROGRAMM

Muntean, V., Zaharia, D., Tacu, T.: Berechnung des Korrektionsnetzes für einen Breitbandradiofrequenzverstärker mit Transistoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, Nr. 4, Dezember 1979, S. 154

Es wird das Berechnungsprogramm eines Korrektionsnetzes für die Nivellierung des Leistungsverhältnisses und der Eingangsimpedanz der Radiofrequenztransistoren, die in Breitbandleistungstransistoren verwendet werden, dargestellt. Die Berechnung wird mit einem Programm in FORTRAN IV Sprache durchgeführt.

CONTENTS

DC 621.38.001

CIRCULAR GEOMETRY BIPO-
LAR TRANSISTORS
EMITTER AGGLOMERATION
EFFECTS
COMPUTATION

Pavelescu, I.: On the emitter self-agglomeration phenomenon in the circular geometry bipolar transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 121

Two computing methods are presented, regarding the circular geometry ($y \rightarrow r$), specifying the fact that both methods lead to identical results. The agglomeration index (c), and the D.C. (D) factor variation curves are also given, function of the basic voltage — emitter, in comparison with the band geometry. These curves allow a rapid estimation of the self-agglomeration phenomenon.

DK 621.385

CONTROLLED AVALANCHE
DIODE
PN JUNCTION
SURGES

Obreja, V.V., Lingway, I. Surge limiting devices.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 125

The paper presents the methods of accomplishing surge limiting devices (DLST) made in Romania, and their reverse current-voltage characteristics at high levels of the avalanche current. On the basis of the tests that have been carried out, a DLST surge breakdown mechanism is proposed.

DC 621.38

COMPUTER TELEVISION SET PERIPHERAL

Căpălnă, D., Kornhauser, A.: DAF-1 display block.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 130

The paper describes the method of accomplishing the image display block on a TV scanning viewing tube, of an alpha-numerical display device, type DAF-1, accomplished at I.T.C. Cluj-Napoca. The problems caused by the existence of two commutable display formats are also presented, and the methods of solving them are indicated. The second part of the paper deals with a computing methodology for the high voltage source, based on the experiments and the measurements carried out on the deflection system.

DC 621.383

ELECTRONIC CLOCK ALARM DEVICE „BUFFER” ACCUMULATOR

Sucitu, Al., Sucitu, Gh.: Electronic clock provided with an alarm device and a calendar.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 138

A digital clock accomplished by the authors at I.C.P.E. is described, provided with two useful accessories: electronic alarm and calendar.

DC 621.316.9/621.383

ELECTRONIC FUSE OPTICAL COUPLING STATIC CONTACTORS

Mihai Ilie Mircea: Overvoltage protection electronic equipments provided with optical couplings.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 142

The paper deals with electronic equipments which can be formed of modules, controlled by means of optical couplings which can be used for D.C. or A.C. protection.

DC 621.386

TRIGGER CIRCUIT WORKING CONDITION STATE STORAGE

Petriu, E., Nașniță, I.: A trigger circuit with „n” stable states and decoded outputs.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 147

A trigger circuit is presented which represents a generalization of the bi- and three-stable trigger circuits having the information decoded at the outputs. The trigger circuit allows N distinct states to be stored, each state being signalled by validating a certain output out of the N existing states.

DC 621.391.822

BIPOLAR TRANSISTORS NOISE ANALYSER DESIGN

Tudor, V.: Noise analyser for transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 149

The possibility to determine directly the voltage and current noise spectral densities for bipolar transistors by means

of the noise analyser made by the author, is presented, as well as the main designing stages of the analyser.

DC 621.396.71

RADIOFREQUENCY AMPLIFIER TRANSISTORS COMPUTATION PROGRAM

Muntean, V., Zaharia, D., Tacu, T.: Correction network computation for a transistorised wide band R.F. amplifier

E.E.A. — Automatica și electronica 23, nr. 4, dec 1979, p. 154

A computation program of a correction network for equalizing the gain and the input impedance of R.F. transistors used in wide band power amplifiers is presented. The computation operations are carried out by means of a program written in FORTRAN IV.

SOMMAIRE

CD 621.38.001

TRANSISTOR BIPOLAIRES À GÉOMÉTRIE CIRCULAIRE EFFETS D'AGGLOMÉRATION DE L'ÉMETTEUR CALCUL

Pavelescu, I.: Sur le phénomène d'autoagglomération de l'émetteur dans les transistors bipolaires à géométrie circulaire

E.E.A. — Automatica și electronica 23, no. 4, dec 1979, p. 121

Dans cet ouvrage on aborde deux méthodes de calcul concernant la géométrie circulaire ($y \rightarrow r$) tout en précisant que les deux méthodes mènent à des résultats identiques. On y présente également, en comparaison à la géométrie en bandes, les courbes de variation de l'indice d'agglomération (c) et du facteur de c.c. (D), en fonction de la tension base-émetteur, courbes qui permettent l'évaluation rapide du phénomène d'autoagglomération.

CD 621.385

DIODE À AVALANCHE CON- TROLÉE JONCTION P-N SURTENSIONS TRANSISTOIRES

Obreja, V.V., Lingvaj, I.: Dispositifs de surtensions transistoi-
res.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, no. 4, 1979, p. 125

On y présente la modalité de réalisation et les caractéristiques inverses courant-tension aux niveaux élevés du courant d'avalanche des dispositifs limitateurs de surtensions transitoires (DLST) produits en Roumanie. Ayant pour point de départ de les essais effectués, on y propose un mécanisme de détection des dispositifs limitateurs de surtensions transitoires à des surtensions transitoires.

CD 621.38

ORDINATEUR TÉLÉVISEUR PÉRIPHÉRIQUE

Căpălnă, D., Kornhauser, A.: L'ensemble d'affichage type DAF-1.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, no. 4, dec 1979, p. 130

Dans cet ouvrage on décrit le procédé de réalisation d'un bloc d'affichage de l'image sur un tube cinéscope à ballayage TV d'un dispositif d'affichage alphanumérique, type DAF-

réalisé à I.T.C.-Cluj-Napoca. On y présente également les problèmes qui apparaissent à cause de l'existence de deux formats d'affichage commutables et l'on y indique la modalité pour les résoudre. La deuxième partie de l'ouvrage contient une méthodologie de calcul pour la source de haute tension, basée sur des expérimentations et des mesures concernant le système de déflexion.

CD 621.383

MONTRE ÉLECTRONIQUE
DISPOSITIF D'ALARME
ACCUMULATEURS "TAMPON"

Sucitu, Al., Sucitu, Gh. : Montre électronique à alarme et calendrier.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, no. 4, dec 1979, p. 138

On y décrit une montre digitale réalisée à I.C.C.E. par les auteurs de cet exposé, ayant deux accessoires utiles : alarme électronique et calendrier.

CD 621.316.9/621.383

COUPE-CIRCUIT ÉLECTRONI-
QUE
COUPLAGE OPTIQUE
CONTACTEURS STATIQUES

Mihai Ilie Mircea : Équipements électroniques à couplages optiques pour la protection contre les surtensions.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, no. 4, dec 1979, p. 142

L'ouvrage présente les équipements électroniques qui peuvent être réalisés sous forme modulaire, commandés par couplages optiques, qui peuvent être utilisés aux protections de courant continu ou alternatif.

CD 621.386

BASCULE
MEMORISATION DE L'ÉTAT
DU RÉGIME DE FONCTIONNE-
MENT

Petriu, E., Naftorniță, I. : Bascule à „n” états stables et sorties décodifiées.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, no. 4, dec 1979, p. 147

On y présente une bascule qui est une généralisation des bascules bi- et tristables, ayant l'information décodifiée aux

sorties. La bascule permet la mémorisation de N états distincts, chaque état étant signalé par la validation d'une certaine sortie parmi N états existents.

CD 621.391.822

TRANSISTORS BIPOLAIRE
ANALYSEUR DE BRUIT
PROJET TECHNIQUE

Tudor, V. : Analyseur de bruit pour transistors

E.E.A. — Automatica și electronica 23, no. 4, dec 1979, p. 149

Dans cet article on présente la possibilité de la détermination directe des densités spectrales de bruit de tension et de courant pour transistors bipolaires au moyen de l'analyseur de bruit réalisé par l'auteur de l'article et les principales étapes de l'établissement de projets techniques pour celui-ci.

CD 621.396.72

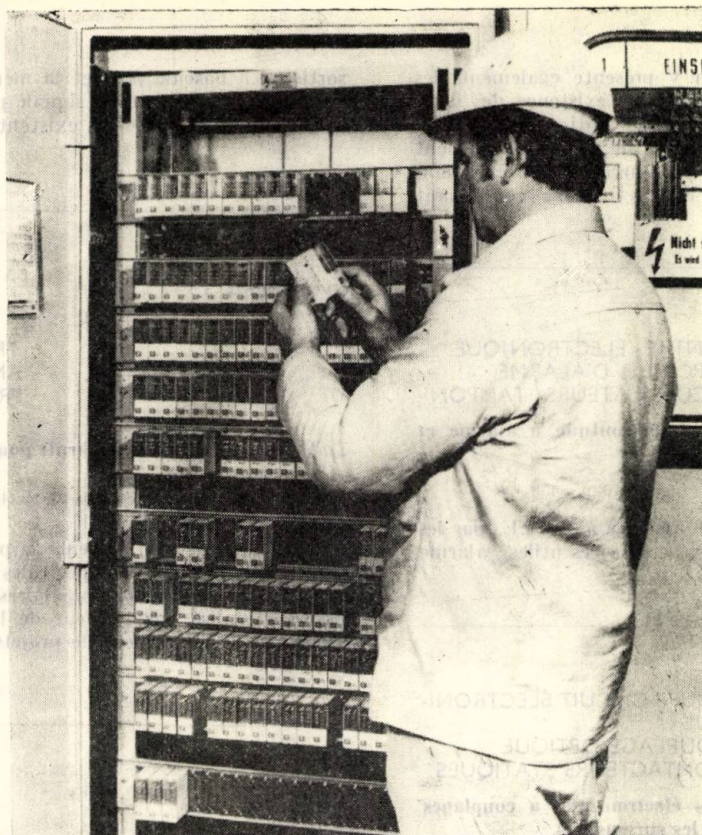
AMPLIFICATEUR DE RADIO-
FRÉQUENCES
TRANSISTORS
PROGRAMME DE CALCUL

Muntean, V., Zaharia, D., Tacu, T. : Calcul du réseau de correction pour un amplificateur de radiofréquence de bande large à transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 23, no. 4, dec 1979, p. 154

On y présente un programme de calcul d'un réseau de correction pour le nivelage du gain et de l'impédance d'entrée des transistors de radiofréquence utilisés aux amplificateurs de puissance de bande large. Le calcul est réalisé au moyen d'un programme en FORTRAN IV.

*Redacția revistei Electrotehnica, electronica
și automatica urează tuturor colaboratorilor
La mulți ani!*



Un sistem cu sistem

Rezolvarea soluțiilor automatizării prevăzute impune deseori multiple probleme de protecție a comenzii și a releelor. De ce să căutăm aparate, dacă există deja de câțiva ani un asemenea sistem verificat cu succes. Cu modulele sale cu și fără contacte de intrare, racordare, ieșire și de avizare, sistemul RELOG este universal utilizabil. El oferă posibilități necesare în construcția de instalații de protecție compacte și cu spațiu redus și se adaptează la concepția modernă a rețelelor. Chiar metode diferite de cablare nu sînt o problemă. Dacă doriți să construiți sistemul dv. pe bază de conexiuni, de lipire, cu cleme sau pe bază de legătură cu bobine, RELOG vă corespunde tuturor dorințelor. El poate fi folosit în toate situațiile.

Informații detaliate vă oferă :

Ambasada R. D. G. în R. S. R.

Agenția economică. Secția bunuri de consum electrice, elemente de construcții și tehnica automatizării,

București, Calea Dorobanți 14

DDR-AUTOMATISIERUNGSGERÄTE



**VEB Elektro-Apparate-Werke
Berlin-Treptow**

STAMMBETRIEB
DES KOMBINATES VEB EAW

EXPORTEUR

HEIM-ELECTRIC
EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 1026 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 4

CZ: 621.38.001

TRANZISTOARE BIPOLARE
GEOMETRIE CIRCULARĂ
AUTOAGLOMERAREA
EMITORULUI
INDICE DE AGLOMERARE

Asupra fenomenului de autoaglomerare a emitorului în tranzistoarele bipolare cu geometrie circulară*

IOAN PAVELESCU** — București

Introducere

După cum este cunoscut, efectul de aglomerare a emitorului constă în apariția unei distribuții neuniforme a densității curentului principal (emitor-colector) al tranzistorului pe lățimea joncțiunii bază-emitor, tendința curentului principal fiind aceea de a se concentra pe periferia emitorului, ca urmare a apariției unui gradient de potențial transversal în bază, produs de trecerea curentului de bază.

Efectul de aglomerare a emitorului a fost studiat inițial de Fletcher [1] pe un tranzistor cu baza omogenă și cu emitor dreptunghiular de lățime infinită („semi-infinite one-dimensional transistor”). Lucrări ulterioare renunță la modelul „semi-infinit”, tratând modele mai realiste de tranzistoare. Astfel, Hauser [2] analizează efectul de aglomerare pe un tranzistor, cu baza de asemenea omogenă, dar cu geometrie în benzi, de dimensiuni finite. C. Bulucea [3] introduce pentru prima dată noțiunea de indice de aglomerare, iar în lucrările [4, 5] se reia teoria lui Hauser pentru tranzistoare cu geometrie în benzi, dar cu baza neomogenă. Majoritatea lucrărilor care tratează efectul de aglomerare a emitorului [2], [4, 5] îl consideră pe Fletcher ca fiind descoperitorul acestuia, deși, în lucrarea publicată în 1955, Fletcher menționează: „This effect was recognized by Early...”!

În ceea ce privește modelul de tranzistor cu geometrie circulară, un prim calcul al distribuției densității curentului de emitor pe suprafața emitorului unui tranzistor drift este

făcut în lucrarea [6], în condiții de nivel mic de injecție, deși încă din 1958 același subiect era tratat la nivele mari de injecție pe un tranzistor aliat cu emitor circular de către Emeis, Herlet și Spenke [8]. Analiza completă a efectului de aglomerare a emitorului pentru tranzistorul cu geometrie circulară, cu baza neomogenă, aparține lui Rey [7], fiind reluată ulterior în lucrarea [5].

În lucrarea de față se fac câteva precizări asupra teoriei efectului de aglomerare a emitorului la nivele mici de injecție în bază, având ca model un tranzistor cu baza neuniform dopată, cu geometrie circulară.

1. Ipoteze de lucru

Se adoptă următoarele ipoteze de lucru:

1. Modelul de tranzistor PNP cu baza neuniform dopată (profil arbitrar), cu emitorul circular de rază R_E și contactul de bază sub forma unui inel concentric cu emitorul, cu raza medie R_B și de lățime d (fig. 1); rezultatele analizei sînt valabile și pentru un tranzistor similar, de tip NPN.

2. Joncțiunile colector-bază și emitor-bază se consideră plane și paralele, lucru valabil în limitele bazei active.

3. Emitorul puternic dopat, deci se poate neglija căderea de tensiune pe adîncimea acestuia.

4. Efectele recombinării de suprafață pot fi neglijate fără a introduce vreo limitare în analiza fenomenului.

5. Nivel mic de injecție în bază: $P/[N_D(x) - N_A(x)] \ll 1$, ceea ce înseamnă că:

a — efectul de modulare a conductivității bazei poate fi neglijat, rezistivitatea bazei

* Lucrarea a fost prezentată la Conferința Anuală de Semiconductoare a ICCE (CAS/ICCE-79)—Timișul de Sus, 12-14 octombrie 1979.

** Pavelescu, I. este inginer cercetător la I.C.C.E.-București.

fiind independentă de curenții prin tranzistor și fiind dată de relația :

$$1/\rho_B(x) = q\mu_n(x)[N_D(x) - N_A(x)].$$

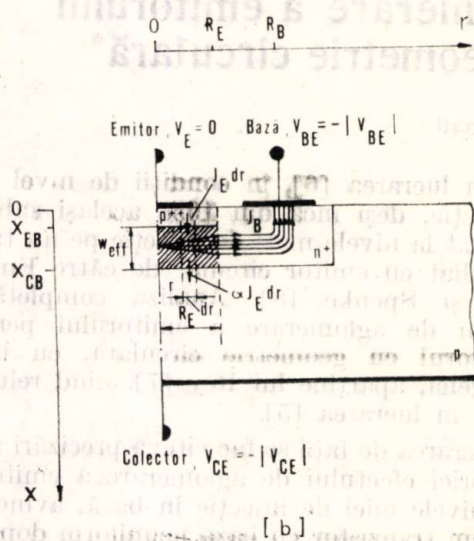
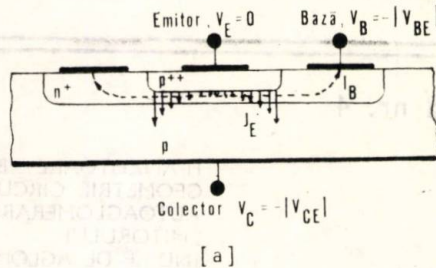


Fig. 1. Efectul de aglomerare a emitorului (a). Modelul de tranzistor pnp utilizat în analiza efectului de aglomerare a emitorului (b).

b — densitatea curentului de emitor este dată de expresia cunoscută din teoria Moll-Ross :

$$J_E(r) = J_{ES}[e^{V(r)/V_0} - 1] \approx J_{ES}e^{V(r)/V_0} \quad (V_0 = kT/q). \quad (1)$$

c — factorul de amplificare în curent, α , definit de relația $\alpha = IC/I_E$ este constant pe grosimea bazei și definibil și local [4].

d — curentul de bază se poate considera practic paralel cu joncțiunile emitorului și colectorului și, deci, căderea de tensiune pe grosimea bazei efective, W_{eff} , în lungul axei x poate fi neglijată, lucru justificat și de faptul că întotdeauna $W_{eff} \ll R_E$; ca urmare, căderea ohmică transversală de tensiune în bază este independentă de coordonata x . În literatura de specialitate această ultimă afirmație este interpretată în două moduri aparent diferite, care furnizează două modele de calcul :

A. Într-unul din modele [5] variația elementară de potențial în bază se exprimă sub forma :

$$dV(r) = J_B(r, x) \rho_B(x) dr = \text{constant cu } x. \quad (2)$$

B. În celălalt model [2, 4] se consideră densitatea curentului de bază independentă de coordonata x : $J_B = J_B(r)$, și pentru exprimarea căderii de tensiune în bază se lucrează cu rezistivitatea medie

$$\bar{\rho}_B = R_{\square(B)}/W_{eff} :$$

$$dV(r) = \bar{\rho}_B \cdot J_B(r) dr = \text{constant cu } x. \quad (3)$$

În cele ce urmează sînt abordate cele două modele de calcul, arătîndu-se că amîndouă conduc la rezultate identice.

2. Distribuția curentului de bază :

A. Cazul $J_B(r, x) \cdot \rho_B(x) = \text{constant cu } x$. În conformitate cu figura 2 a, la distanța r

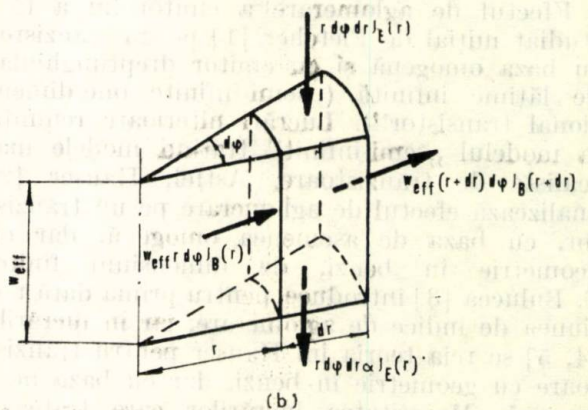
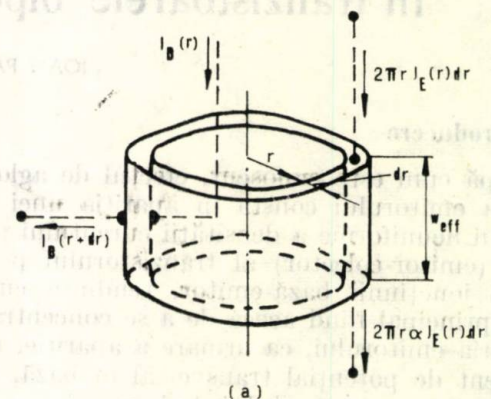


Fig. 2. Elemente de volum ale bazei active utilizate în analiza efectului de aglomerare a emitorului pentru tranzistoare cu geometrie circulară.

de centrul emitorului, curentul de bază este dat de :

$$\begin{aligned} I_B(r) &= \int_{x_{EB}}^{x_{CB}} 2\pi r J_B(r, x) dx = \\ &= 2\pi r J_B(r, x) \rho_B(x) \int_{x_{EB}}^{x_{CB}} dx = \frac{dx}{\rho_B(x)} = \\ &= \frac{2\pi r}{R_{\square(B)}} J_B(r, x) \rho_B(x). \end{aligned} \quad (4)$$

Ținând seama că $I_B(r)$ nu depinde de coordonata x , acesta se poate exprima în funcție de densitatea curentului de emitor (fig. 2 a) în felul următor :

$$dI_B(r) = 2\pi r (1 - \alpha) J_E(r) dr. \quad (5')$$

Sistemul de ecuații (1), (2), (4) și (5') conduce la ecuația diferențială de ordinul doi :

$$r \frac{d^2 I_B(r)}{dr^2} - \frac{R_{\square(B)}}{2\pi V_0} I_B(r) \frac{dI_B(r)}{dr} - \frac{dI_B(r)}{dr} = 0, \quad (6')$$

cu condițiile la limită $I_B(0) = 0$ și $I_B(R_E) = I_B$ (curentul total de bază), a cărei soluție este :

$$I_B(r) = \frac{r^2}{\left(\frac{1 + \beta}{4I_0} + \frac{1}{I_B} \right) R_E^2 - \frac{1 + \beta}{4I_0} r^2}, \quad (7)$$

unde s-a notat :

$$I_0 = \frac{2\pi V_0}{R_{\square(B)}} (1 + \beta). \quad (8)$$

B. Cazul $J_B = J_B(r) = \text{constant}$ cu x . Din figura 2b rezultă :

$$W_{\text{eff}} d[r \cdot J_B(r)] = r(1 - \alpha) J_E(r) dr. \quad (5'')$$

Sistemul de ecuații (1), (3) și (5'') conduce la ecuația diferențială :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 J_B(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dJ_B(r)}{dr} - \frac{J_B(r)}{r^2} = \\ = \frac{\bar{\rho}_B}{V_0} J_B(r) \left[\frac{J_B(r)}{r} + \frac{dJ_B(r)}{dr} \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Făcînd substituția $r \cdot J_B(r) = Z(r)$ se obține o ecuație similară cu (6') :

$$r \frac{d^2 Z(r)}{dr^2} - \frac{\bar{\rho}_B}{V_0} Z(r) \frac{dZ(r)}{dr} - \frac{dZ(r)}{dr} = 0, \quad (6'')$$

a cărei soluție este :

$$Z(r) = \frac{r^2}{\left[\frac{\bar{\rho}_B}{4V_0} + \frac{1}{Z(R_E)} \right] R_E^2 - \frac{\bar{\rho}_B}{4V_0} r^2} \quad (10)$$

și prin urmare :

$$J_B(r) = \frac{r}{\left[\frac{\bar{\rho}_B}{4V_0} + \frac{1}{R_E J_B(R_E)} \right] R_E^2 - \frac{\bar{\rho}_B}{4V_0} r^2}. \quad (11)$$

Avînd în vedere că $2\pi R_E W_{\text{eff}} J_B(R_E) = I_B(R_E) = I_B$ și înlocuind (11) în relația : $I_B(r) = 2\pi r W_{\text{eff}} J_B(r)$, se obține, pentru $I_B(r)$, aceeași expresie (7).

Se pune întrebarea : cum se explică identitatea rezultatelor ? Din cele demonstrate anterior ar trebui evident să avem :

$$J_B(r, x) \cdot \bar{\rho}_B(x) = J_B(r) \cdot \bar{\rho}_B, \quad (12)$$

de unde :

$$\begin{aligned} J_B(r) &= J_B(r, x) \frac{\bar{\rho}_B(x)}{\bar{\rho}_B} = \\ &= \frac{1}{W_{\text{eff}}} J_B(r, x) \bar{\rho}_B(x) \int_{x_{EB}}^{x_{CB}} \frac{dx}{\bar{\rho}_B(x)}, \end{aligned}$$

sau :

$$J_B(r) = \frac{1}{W_{\text{eff}}} \int_{x_{EB}}^{x_{CB}} J_B(r, x) dx, \quad (13)$$

adică, $J_B(r)$ reprezintă, de fapt, densitatea medie a curentului de bază pe grosimea acesteia, $W_{\text{eff}} = x_{CB} - x_{EB}$.

3. Calculul indicelui de aglomerare

Se va stabili mai întii distribuția tensiunii pe joncțiunea emitor-bază, $V(r)$. În relația :

$$V(r) = V_{BE} - \int_r^{R_E} \bar{\rho}_B \cdot J_B(r) dr, \quad (14)$$

unde $V_{BE} = V(R_E)$, înlocuind expresia (11) obținută pentru densitatea curentului de bază rezultă :

$$V(r) = V_{BE} - 2V_0 \ln \left[1 + \frac{1 + \beta}{4} \cdot \frac{I_B}{I_0} \left(1 - \frac{r^2}{R_E^2} \right) \right]. \quad (15)$$

Se poate calcula acum distribuția densității curentului de emitor $J_E(r)$, introducînd expresia (15) în relația (1) :

$$J_E(r) = \frac{J_{ES} e^{V_{BE}/V_0}}{\left[1 + \frac{1 + \beta}{4} \cdot \frac{I_B}{I_0} \left(1 - \frac{r^2}{R_E^2} \right) \right]^2}. \quad (16)$$

Evident :

$$J_E(R_E) = J_{ES} e^{V_{BE}/V_0} = J_{E(\text{MAX})}, \quad (17)$$

$$J_E(0) = \frac{J_{ES} \cdot e^{V_{EB}/V_0}}{\left[1 + \frac{1 + \beta}{4} \cdot \frac{I_B}{I_0}\right]^2} = J_{E(\text{MIN})}. \quad (18)$$

Curentul total de emitor I_E va fi :

$$I_E = \int_0^{R_E} 2\pi r J_E(r) dr \quad (19)$$

și ținând seama de (16) se obține :

$$I_E = 2I_0(\sqrt{1+a} - 1), \quad (20)$$

unde s-a notat cu a raportul adimensional :

$$a = \frac{J_E(R_E)}{J_0} = \frac{J_{ES}}{J_0} e^{V_{BE}/V_0} = \frac{I_{ES}}{I_0} e^{V_{BE}/V_0}, \quad (21)$$

$$J_0 = I_0/A_E; I_{ES} = A_E \cdot J_{ES}; A_E = \pi R_E^2.$$

Cu acestea, densitatea medie a curentului de emitor va fi :

$$\bar{J}_E = I_E/A_E = 2J_0(\sqrt{1+a} - 1). \quad (22)$$

Pentru caracterizarea gradului de aglomerare se determină, în conformitate cu definiția dată de C. Bulucea [3], indicele de aglomerare C :

$$C = \frac{J_{E(\text{MAX})}}{\bar{J}_E} = \frac{a}{2(\sqrt{1+a} - 1)} = \frac{1}{2}(1 + \sqrt{1+a}). \quad (23)$$

Se observă că dacă $a \rightarrow 0$ (ceea ce echivalează cu condiția de curenți foarte mici), $C \rightarrow 1$.

În figura 3 se dă curba de variație $C = C(a)$ pentru tranzistoare cu geometrie circulară, alături de curba dată de C. Bulucea [4] pentru tranzistoare cu geometrie în benzi. Pe aceeași figură s-a trasat și variația $D(a)$ a factorului de curent continuu, al cărui calcul este prezentat în paragraful următor.

4. Calculul factorului de curent continuu

Influența efectului de aglomerare asupra rezistenței efective $R_{BB'}$, a bazei active este caracterizată în literatură prin așa-numitul „factor de curent continuu” definit de Early [9] :

$$D = R_{BB'}/R_{BB'0} \quad (24)$$

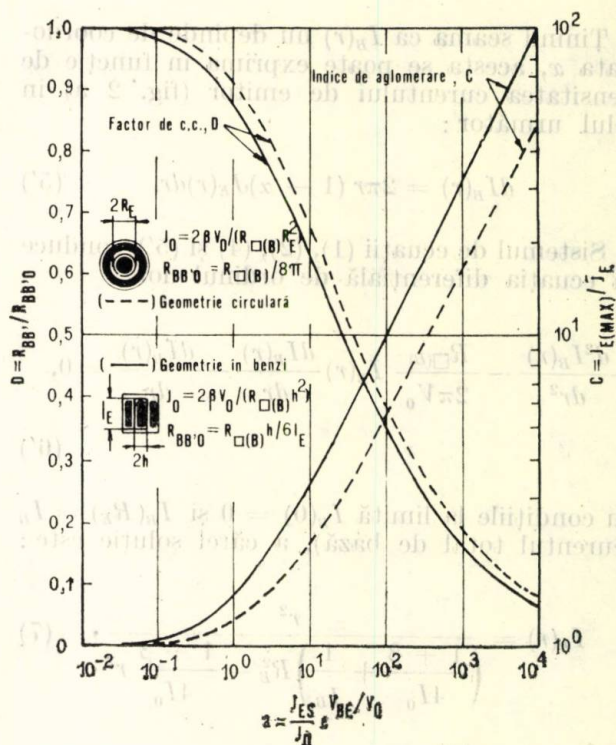


Fig. 3. Curbele universale ale indicelui de aglomerare, C , și ale factorului de curent continuu, D .

unde $R_{BB'0}$ reprezintă valoarea la curenți foarte mici a rezistenței efective a bazei, în condițiile în care aglomerarea emitorului nu contează.

Din relația de definiție [10] a rezistenței serie efective a bazei active :

$$I_E = I_{ES} e^{\frac{V_{BE} - R_{BB'} I_B}{V_0}}, \quad (25)$$

rezultă, înlocuind curentul de bază prin expresia lui în funcție de curentul de emitor, $I_B = I_E/(1 + \beta)$ și ținând seama de expresiile (20) și (23) ale curentului total de emitor și indicelui de aglomerare :

$$\begin{aligned} R_{BB'} &= \frac{R_{\square(B)}}{4\pi} \cdot \frac{1 + \sqrt{1+a}}{a} \ln \frac{1 + \sqrt{1+a}}{2} = \\ &= \frac{R_{\square(B)}}{8\pi} \frac{\ln C}{C - 1}. \end{aligned} \quad (26)$$

Valoarea la curenți foarte mici a rezistenței efective a bazei, $R_{BB'0}$, se obține calculând limita expresiei (26) pentru $a \rightarrow 0$ sau $C \rightarrow 1$:

$$R_{BB'0} = \lim_{a \rightarrow 0} R_{BB'} = \frac{R_{\square(B)}}{8\pi}. \quad (27)$$

Cu acestea, factorul de curent continuu va fi :

$$D = \frac{2}{\sqrt{1+a} - 1} \ln \frac{1 + \sqrt{1+a}}{2} = \frac{\ln C}{C - 1}. \quad (28)$$

Variația factorului de curent continuu în funcție de tensiunea emitor-bază este reprezentată în figura 3.

5. Concluzii

Abordând cele două modele de calcul s-a ajuns la concluzia că densitatea curentului de bază cu care se lucrează în teoria de curent continuu a efectului de aglomerare a emitorului este o densitate medie pe grosimea efectivă a bazei. Rezultatul este universal valabil, indiferent de geometria superficială a tranzistorului.

În lucrare au fost calculate și reprezentate curbele universale ale indicelui de aglomerare, C , și ale factorului de curent continuu, D , pentru tranzistoare cu geometrie circulară, curbe care permit o evaluare rapidă a efectului de aglomerare a emitorului.

În literatură, uneori [5], gradul de aglomerare este caracterizat de raportul :

$$C_N = \frac{J_{E(\text{MAX})}}{J_{E(\text{MIN})}},$$

care va fi denumit *indice net de aglomerare*.

Pentru geometria circulară exprimând acest raport, în funcție de parametrul a , se obțin rezultate interesante :

$$C_N = \left(1 + \frac{I_E}{4I_0}\right)^2 = \frac{(1 + \sqrt{1+a})^2}{4} = C^2, \quad (29)$$

ceea ce înseamnă că $\bar{J}_{E(\text{MAX})} = C\bar{J}_E = C^2 J_{E(\text{MIN})}$, de unde rezultă $\bar{J}_E = C J_{E(\text{MIN})}$ sau $\bar{J}_E^2 = J_{E(\text{MAX})} \cdot J_{E(\text{MIN})}$.

Trebuie menționat însă că indicele net de aglomerare nu permite evaluarea directă a efectului de aglomerare, în special dacă aceasta se raportează la aria efectivă de injecție a emitorului, indiferent de geometria superficială a tranzistorului.

Bibliografie

- [1] Fletcher, N.H., Some Aspects of the Design of Power Transistors. In: Proceedings IRE, **43**, 551, 1955.
- [2] Hauser, J.R., The Effects of Distributed Base Potential on Emitter-Current Injection Density and Effective Base Resistance for Stripe Transistor Geometries. In: IEEE Transactions on Electron Devices, **ED-11**, 238, 1964.
- [3] Bulucea, C. The Effect of the Emitter-base Lateral Diode on Double-diffused Planar Transistor Current Gain. In: International Journal of Electronics, **23**, 201, 1967.
- [4] Bulucea, C. ș.a. Circuite integrate liniare. București, Ed. tehnică, 1976.
- [5] Kolesnikov, V.G. ș.a. Kremnievie planarnie tranzistori. Moscova, Sovetskoe radio, 1973.
- [6] Petrov, B.K., Sinerov, V.F. Vlianie raspredelenno go soprotivlenia bazi na plotnosti emiternogo toka v dreifovih triodah s krugovim emiternom. Izvestia vuzov CCCP, Fizika, nr. 1, 7, 1969.
- [7] Rey, G. Solid State Electronics, **12**, 645, 1969.
- [8] Emeis, R. ș.a. The Effective Emitter Area of Power Transistors In: Proceedings IRE, **46**, 1 220, 1958.
- [9] Early, J.M., Bell System Technical Journal, **32**, 1271, 1953.
- [10] Ghosh, H.N. IEEE Transactions on Electron Devices, **ED-12**, 513, 1965.

CZ 621.385

Dispozitive limitatoare de supratensiuni tranzistorii

VASILE V. OBREJA, IOSIF LINGVAY* — București

Introducere

La funcționarea aparaturii electrotehnice și electronice în multe situații apar supratensiuni de scurtă durată care duc la defectarea definitivă a unor elemente componente : diode, tiristoare etc. Problema rezistenței diodelor redresoare la supratensiuni tranzistorii este rezolvată prin utilizarea diodelor redresoare cu avalanșă controlată [1—3].

Deosebirea esențială dintre o diodă redresoare normală și una cu avalanșă controlată, constă

în faptul că ultima permite, în conducție inversă, pentru durate scurte de timp (1—50 μ s), un curent de același ordin de mărime cu curentul continuu maxim admis în conducție directă [4—8], fără să se defecteze ; în aceste condiții, tensiunea inversă instantanee pe diodă redresoare cu avalanșă controlată $V_{R(I)}$ poate să fie de 1,5÷4 ori mai mare decât tensiunea inversă de lucru maximă admisă în regim staționar, $V_{R(M)}$.

Întrucât realizarea unor tiristoare de putere cu avalanșă controlată este practic imposibilă, pentru a se asigura totuși protecția acestor dispozitive împotriva supratensiunilor tranzistorii sint necesare niște dispozitive a căror

* Ing. Obreja V. este cercetător științific la ICCE-București, iar ing. Lingvay, I. — la I.P.R.S.-Băneasa.

DIODĂ CU AVALANȘĂ
CONTROLATĂ
JONCTIUNE „pn”
SUPRATENSIUNI TRANZISTORII

caracteristică curent-tensiune (fig. 1) să fie cu avalanșă controlată în ambele sensuri de conducție și în același timp să aibă și o rezistență dinamică bună ($< 1 \text{ ohm}$).

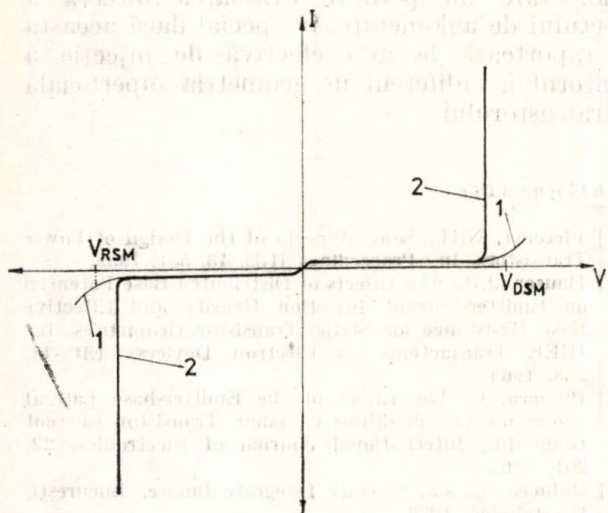


Fig. 1. 1 - Caracteristica curent - tensiune a tiristorului; 2 - caracteristica curent - tensiune a DLST.

La curenți de scurtă durată, de sute de amperi, tensiunea instantanee pe un astfel de dispozitiv limitator de supratensiuni tranzitorii, (DLST) nu trebuie să depășească tensiunea maximă admisibilă pe tiristor (V_{RSM} sau V_{DSM}). Prima comunicare de realizare a unor astfel de dispozitive aparține firmei Brown - Boveri [9].

În afară de realizarea unor modele experimentale la IPRS-Băneasa ale căror performanțe se apropie de cele raportate în lucrarea [9], noutatea din această lucrare se referă la o metodă originală, de a ridica caracteristica curent - tensiune la străpungere prin multiplicare în avalanșă a purtătorilor de sarcină, la nivele mari de curent și la un mecanism de defectare a joncțiunilor „pn” cu avalanșă controlată.

1. Tehnologia de realizare a DLST

Într-o diodă redresoare cu avalanșă controlată, la străpungere prin multiplicare în avalanșă a purtătorilor de sarcină, curentul curge distribuit practic pe toată suprafața structurii redresoare, în timp ce la o diodă redresoare normală, la străpungere, curentul este localizat într-un punct sau câteva puncte, la suprafața laterală sau în volumul structurii redresoare [7, 8, 10]. Asigurarea unei distribuții relativ uniforme a curentului la avalanșă, pe suprafața structurii redresoare, este cu atât mai greu de realizat cu cât aceasta este mai mare.

Mărirea suprafeței este absolut necesară, pentru DLST, în vederea asigurării unei rezistențe dinamice mici.

Ceea ce trebuie evitat în primul rând este străpungerea superficială la periferia structurii, care apare înainte de străpungerea în volum, determinată de parametrii fizici ai structurii; aceasta se asigură prin decontaminarea și protejarea suprafeței laterale a structurii de siliciu într-o fază înaintată a fluxului tehnologic [11, 12]. S-au realizat modele experimentale de DLST în două variante. În prima variantă, s-au montat în serie două structuri redresoare cu avalanșă controlată pasivate (fig. 2) având

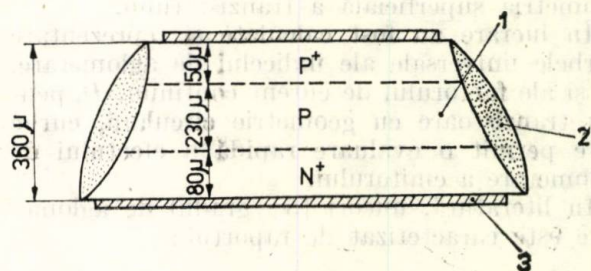


Fig. 2. Structură redresoare cu avalanșă controlată: 1 - siliciu tip P, $\rho = 50 \div 100 \text{ ohmi. cm}$; 2 - peliculă pasivantă de elastomer silicono-organic; 3 - contact metalic nichel-aur.

diametrul de 18 mm și cu aceeași valoare a tensiunii de avalanșă.

Capsula metal-plastic (fig. 3) în care s-au închis aceste structuri, are o formă asemănătoare cu capsula metal-ceramică în care sînt închise DLST realizate de firma Brown - Boveri [9]. Această variantă constructivă necesită un consum mai mare de siliciu și o împerechere a structurilor redresoare cu avalanșă.

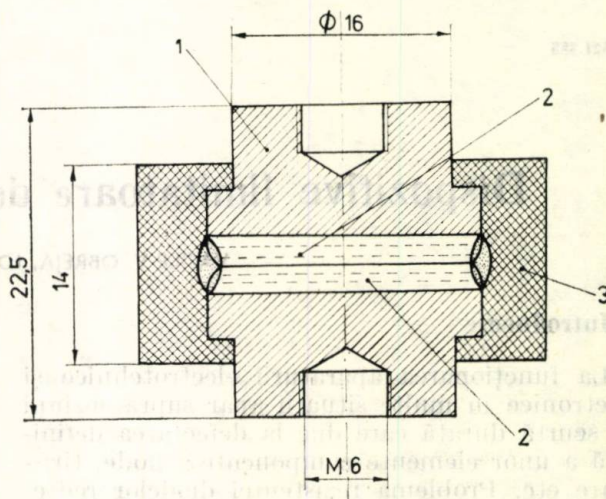


Fig. 3. Capsulă metal-plastic pentru dispozitive limitatoare de supratensiuni tranzitorii. 1 - bază; 2 - structură redresoare cu avalanșă controlată (fig. 2); 3 - rășină epoxidică.

Ar fi mai avantajos să se realizeze cele două joncțiuni redresoare „pn” în volumul aceleiași structuri; în consecință, s-au realizat structuri

p^+np^+ cu contacte dure (fig. 4, a), utilizând tehnologia de montaj-aliere de la tiristorul T 50.

Având în vedere că în figura 4 a una din joncțiuni poate să fie conturată nefavorabil

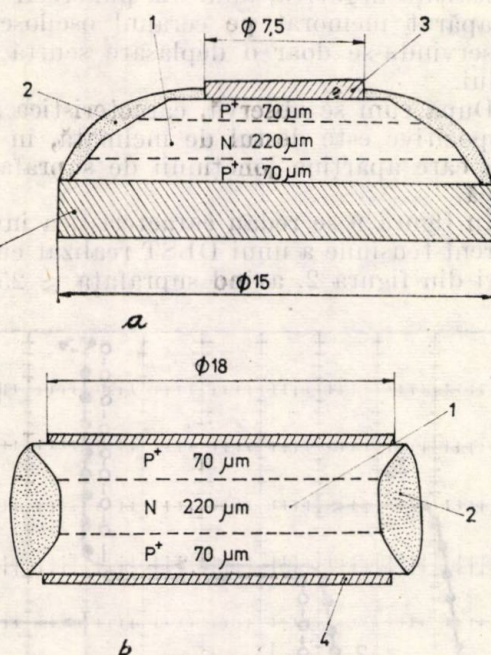


Fig. 4. a — Structură pentru DLST, conturată la două unghiuri; b — structură pentru DLST, conturată favorabil pentru ambele joncțiuni; 1 — siliciu tip N, $\rho = 35 \div 45$ ohmi, cm; 2 — peliculă pasivantă de elastomer silicico-organic; 3 — disc molibden; 4 — contact metalic Ni-Au.

și să favorizeze străpungerea la suprafață, din cauza intensității crescute a cimpului electric, s-a încercat realizarea unor structuri ca în figura 4 b având ambele joncțiuni conturate favorabil.

Pentru structurile de tip p^+np^+ s-a efectuat difuzie de galiu pe siliciu tip n; s-au realizat, de asemenea, și structuri n^+pn^+ efectuându-se difuzie de fosfor pe siliciu tip p de aceeași rezistivitate, utilizată la structurile din figura 2.

2. Rezultate experimentale

Atât în lucrările privitoare la diode redresoare cu avalanșă controlată sau DLST, cât și în cataloagele firmelor care prezintă aceste produse nu se prezintă caracteristicile reale curent-tensiune la curenți mari de avalanșă, specificându-se doar puterea sau curentul maxim admis de suprasarcină accidentală și uneori niște caracteristici extrapolate.

Cu ajutorul unui caracterograf obișnuit, se poate vizualiza caracteristica numai până la curenți de ordinul zecilor de mA, datorită depășirii puterii disipate maxim — admisibile.

În vederea încercării și ridicării prin puncte a caracteristicii curent-tensiune la curenți mari de avalanșă s-a folosit schema de principiu din figura 5 a, care cuprinde un generator G de

impuls singular de tensiune, având forma din figura 5 b și amplitudinea reglabilă de la 200 la 3 500 V, un șunt, Sh cu valoarea de 1 ohm,

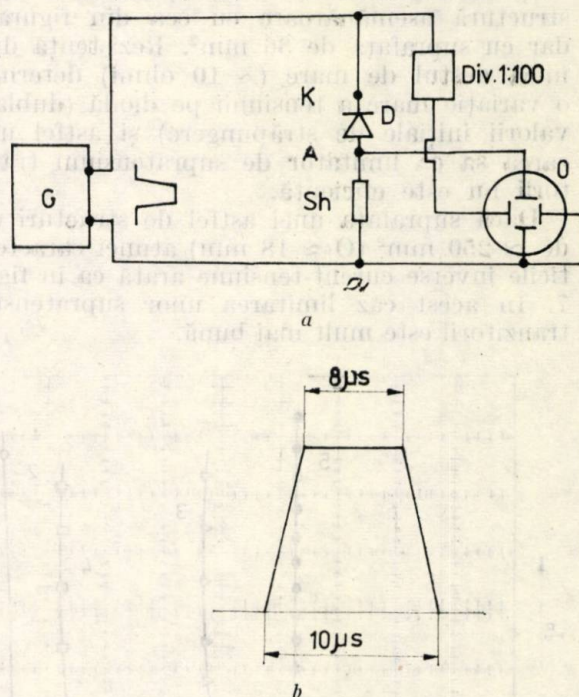


Fig. 5. A — anod; K — catod;

dispozitivul de testat D, și un osciloscop cu memorie O. Osciloscopul O poate înregistra un punct dacă spotul stă pe loc un timp mai mare de 2–3 μs ; traseul spotului pe durata frontului impulsului ($\approx 1 \mu s$) și a timpului de descădere ($\approx 1 \mu s$) neputând fi observat, se obține în felul acesta o caracteristică prin puncte „cuasistatică”, dacă se crește în trepte amplitudinea impulsului.

În figura 6 sînt redată cu o precizie suficient de bună ($< 10\%$) cîteva caracteristici inverse

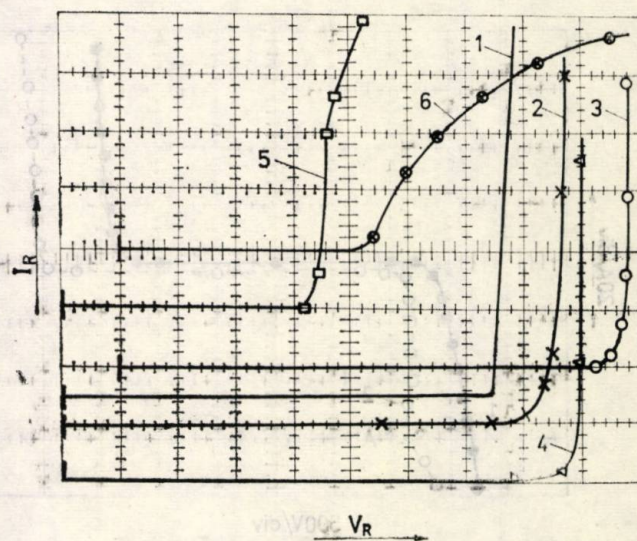


Fig. 6. 1 — 20 $\mu A/div$, 100 V/div; 2 — 10 mA/div, 100 V/div; 3 — 50 mA/div, 100 V/div; 4 — 1 A/div, 100 V/div; 5 — 5 A/div, 200 V/div; 6 — 20 A/div, 200 V/div;

curent-tensiune la scări de curent și tensiune specificate pentru o diodă redresoare cu avalanșă controlată de medie putere, avind o structură asemănătoare cu cea din figura 2, dar cu suprafața de 36 mm². Rezistența dinamică destul de mare (~ 10 ohmi) determină o variație mare a tensiunii pe diodă (dublarea valorii inițiale de străpungere) și astfel utilizarea sa ca limitator de supratensiuni tranzitorii nu este eficientă.

Dacă suprafața unei astfel de structuri este de ≈ 250 mm² ($\varnothing \approx 18$ mm) atunci caracteristicile inverse curent-tensiune arată ca în figura 7. În acest caz limitarea unor supratensiuni tranzitorii este mult mai bună.

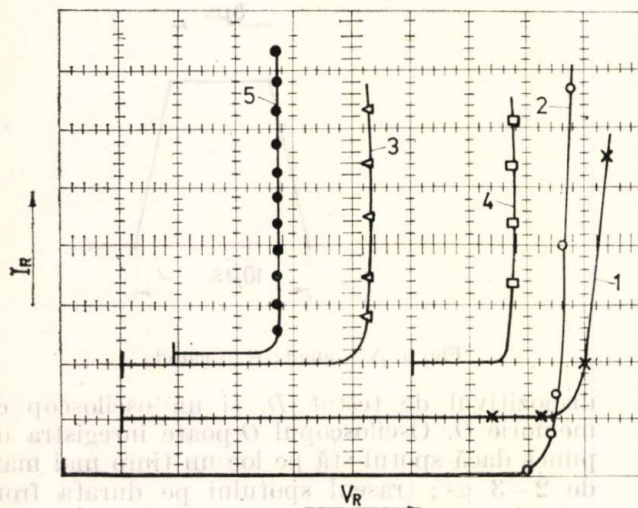


Fig. 7. 1 — 50 mA/div, 100 V/div; 2 — 1 A/div, 100 V/div; 3 — 10 A/div, 200 V/div; 4 — 10 A/div, 500 V/div; 5 — 20 A/div, 500 V/div;

În figura 8 se prezintă caracteristicile curent-tensiune a două DLST cu structuri de tipul celor din figura 4 a. Ramurile din stînga

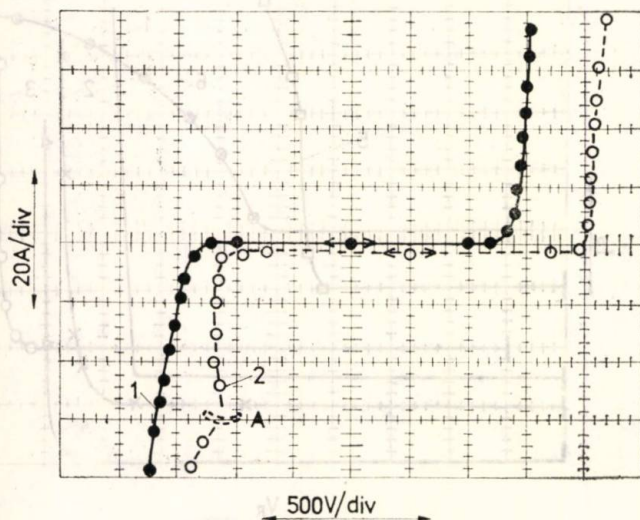


Fig. 8. Caracteristicile curent-tensiune a două modele de DLST realizate cu structuri din figura 4a.

ale caracteristicilor corespund joncțiunii de suprafață mai mică ($\varnothing \approx 8$ mm), iar cele din dreapta, joncțiunii de suprafață mai mare ($\varnothing \approx 14$ mm).

Pe caracteristica 2 se remarcă o porțiune de rezistență negativă, unul din puncte A nici nu a apărut memorat pe ecranul osciloscopului, observindu-se doar o deplasare scurtă a spotului.

După cum se observă, caracteristica acestor dispozitive este destul de înclinată, în special cea care aparține joncțiunii de suprafață mai mică.

În figura 9 se redau caracteristica inversă 1 curent-tensiune a unui DLST realizat cu structuri din figura 2, avind suprafața ≈ 250 mm²

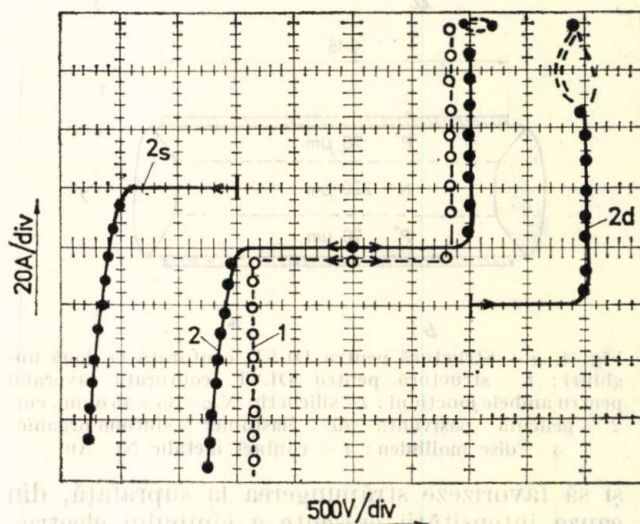


Fig. 9. 1 — Model DLST realizat în țară; 2 — DLST realizat de firma Brown — Boveri.

($\varnothing \approx 18$ mm), încapsulate ca în figura 3, și caracteristica 2 a unui DLST fabricat de firma Brown — Boveri, tip DSAS 11-0. Se observă că porțiunea din stînga a caracteristicii 2 este mai înclinată din cauză că corespunde unei joncțiuni „pn” de suprafață mai mică.

Pe porțiunea din dreapta a caracteristicii 2 se remarcă o zonă de rezistență negativă.

Caracteristicile 2s și 2d reprezintă porțiunile din stînga, respectiv dreapta a caracteristicii 2 ridicate pînă la ultima valoare a impulsului de curent permisă de generatorul G (fig. 5 a).

3. Mecanism de defectare

Experiența arată că diodele redresoare cu avalanșă controlată și DLST sînt defectate definitiv de supratensiuni tranzitorii a căror energie este mai mică decît energia necesară pentru a încălzi structura de siliciu cu cîteva zeci de grade [12, 14, 15, 16]. Controlul caracteristicii inverse curent-tensiune relevă că aceasta se deosebește total de cea inițială, curentul invers avind valori mari, de ordinul miliam-

perilor și chiar a zecilor de miliamperi la tensiuni inverse de ordinul voltilor. Acest curent se datorește conducției printr-un canal foarte subțire, având dimensiuni de ordinul zecilor de microni, care reprezintă de fapt o discontinuitate, în planul joncțiunii „pn”, formată din siliciu polieristalin ca urmare a unei topiri locale. Acest canal poate fi la suprafața structurii unde joncțiunea vine în contact cu materialul de protecție și în acest caz, cauza formării sale este pusă pe seama unei pasivări necorespunzătoare dar sînt și situații certe, cînd canalul se formează într-o zonă mică în volumul structurii fiind determinat de tot curentul dispozitivului care a fost strîns în această zonă și a cărui energie reușește să ridice temperatura locală pînă aproape de punctul de topire a siliciului.

Pe baza experienței acumulate în testarea multor dispozitive [12] se propune următorul mecanism de defectare :

Pe măsură ce curentul invers la avalanșă I_{RA} crește, în structura dispozitivului, intensitatea cîmpului său magnetic circular H (fig. 10)

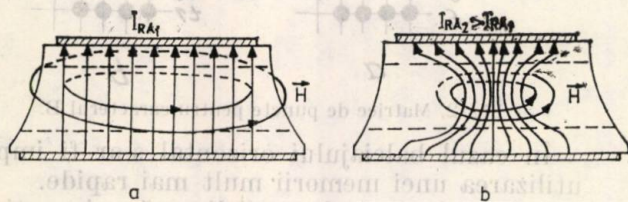


Fig. 10. Ilustrare a defectării unei structuri redresoare cu avalanșă controlată prin efect „pinch”.

crește și ea, astfel că la valori I_{RA} suficient de mari cîmpul magnetic va forța traiectoriile liniilor de curent să treacă printr-o zonă locală care, prin încălzire inițială și ambalare termică, va duce la distrugerea dispozitivului. Se spune că are loc o străpungere secundară. Un asemenea efect de strîngere locală a curentului este cunoscut în fizica plasmelor, [17], sub denumirea de „efectul pinch”.

4. Concluzii

S-au realizat și se pot realiza în continuare, dacă se depun eforturi susținute, DLST cu performanțe foarte apropiate de cele produse de firme străine.

Caracteristicile „cuasistatice” ale acestor dispozitive ridicate prin metoda discutată pot furniza informații asupra comportării plasmelor formate în dispozitiv și a rezistenței acestuia la suprasarcini tranzitorii de tensiune.

În vederea explorării caracteristicilor la curenți mari de avalanșă $I_{RA} > 100$ A este necesar un generator de impulsuri care să furnizeze impulsuri de amplitudine mai mari și durată reglabilă.

O problemă tehnică actuală este aceea a creșterii capacității de rezistență a DLST la suprasarcini tranzitorii de energie de ordinul a sute de joule, pentru a fi competitive cu varistoarele pe bază de oxizi de zinc cum ar fi cele realizate în prezent de firma General Electric — SUA [18].

Bibliografie

- [1] * * * Avalanche rectifiers self-protected against voltage transients. In : Electronic Design, vol. 15, Nr. 6, 1962, p. 256.
- [2] Dunou, P.A. Les diodes redresseuses à avalanche contrôlée. In : Electronique Industrielle Nr. 62, p. 99 ÷ 102 și Nr. 63, p. 139 ÷ 143, 1963.
- [3] Gutzwiller, F.W. Controlled Avalanche Rectifiers. In : Electronics, martie 1963, p. 29
- [4] Duddrige, G. Silicon Avalanche Rectifiers. In : Electronic Engineering, 1964, aprilie, p. 247—249.
- [5] Borchert, E., Stumpe, A.C. Stoßspannungsfeste Siliziumzellen. In : AEG — Mitteilungen, 1964, vol. 54, Nr. 5/6.
- [6] Hilecock, R.C. Avalanche diodes : the answer to high PRV. In : Electronic Design, vol. 12, Nr. 17, 1964.
- [7] Grehov, I.V. ș.a. Isledovanie svoistv kremnievih p — n perehodov s kontroliruemim lavinoobrazovaniem. In : Radiotekhnika i elektronika, 1966, Nr. 10, p. 1 781.
- [8] Eugster, E. Prinzip und Wirkungsweise einer neuen stoßspannungsfesten Silizium-Leistungsdioden. In : Brown — Boveri Mitteilungen, nr. 1/2, 1966, p. 35.
- [9] Lawatsch, H., Wisshaar, E. Ein Silizium-Spannungsbegrenzer zur Beschaltung von Leistungsthyristoren. In : Brown Boveri Mitteilungen, nr. 9, 1972.
- [10] Obreja, V. Diodă redresoare cu avalanșă controlată de medie putere. Rapoarte de cercetare CCPCE/IPRS-Băneasa, decembrie 1970, decembrie 1971, iunie 1972.
- [11] Obreja, V. Procedeu și dispozitiv pentru pasivarea suprafeței laterale a pastilelor semiconductoare pentru diode RA și KS. Rapoarte de cercetare sept. 1975, dec. 1975.
- [12] Obreja, V. Diode redresoare cu avalanșă controlată și limitatoare de supratensiuni tranzitorii. Rapoarte de cercetare iunie 1977, decembrie 1977.
- [13] Davies, R.L., Gentry, E.E. Control of electric field at the surface of p — n junctions. In : IEEE Transactions. ED—11, 1964, p. 313.
- [14] Bazin, B. Silicon avalanche diode behaviour for 10 μs surge current in the reverse direction. In : Solid State Electronics, 10, Nr. 5, 1967, p. 509—512.
- [15] Hidiharu, E. Avalanche characteristics and failure mechanism of high voltage diodes. In : IEEE Trans. ED—13, Nr. 11, p. 754 + 758.
- [16] Obreja, V. Asupra regimului termic de funcționare a dispozitivelor semiconductoare. In : E.E.A.—Automatica și Electronica vol. 20, Nr. 3, 1976, p. 105+113.
- [17] Deutsch, R.V. Teoria magnetohidrodinamică în fizica plasmelor, București, Edit. Acad. R.S.R., 1966, 530 p.
- [18] * * * General Electric Company — SUA Catalog de produse, 1977.

CZ 621.38

CALCULATOR
TELEVIZOR
PERIFERIC

Blocul de afișare al Display-ului DAF-1

OCTAVIAN CĂPĂȚINĂ, ALEXANDRU KORNHAUSER* — Cluj-Napoca

Prezentare generală

Display-ul DAF-1 este un dispozitiv de afișare alfanumerică pe tub catodic proiectat și realizat la Institutul de cercetări pentru tehnică de calcul, filiala Cluj-Napoca.

Schema-bloc a acestui dispozitiv este reprezentată în figura 1. În ansamblu DAF-1 este conceput ca un dispozitiv secvențial sincron a cărui frecvență de tact (ceas, clock) este furnizată de blocul de sincronizare.

Tema de proiectare impunea pentru imaginea afișată următoarele cerințe:

a — afișarea imaginii să se facă pe un tub catodic cu deflexie electromagnetică;

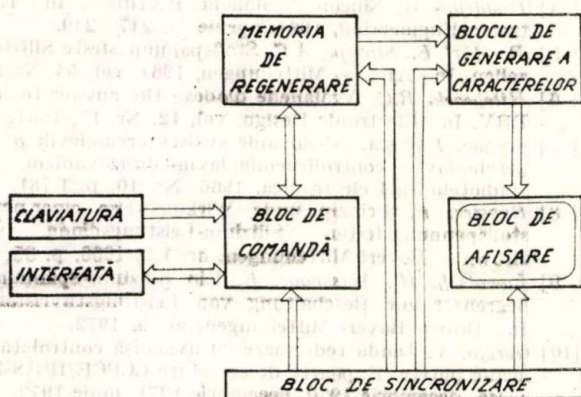


Fig. 1. Schema bloc DAF-1.

b — să se poată afișa 1 000 caractere alfanumerice (litere mari ale alfabetului, cifre și caractere speciale) organizate pe 20 rânduri a 50 caractere sau 800 caractere organizate pe 10 rânduri a 80 caractere;

c — fiecare caracter să se afișeze într-o matrice de 35 puncte.

Prima cerință a orientat activitatea de cercetare și proiectare către utilizarea pentru afișarea imaginii a unui receptor TV comercial. A fost ales televizorul tranzistorizat portabil E31-110^o produs de întreprinderea „Electronica”-București. În acest televizor s-au făcut unele modificări care pot fi urmărite pe schema electrică furnizată de întreprinderea producătoare.

O primă modificare este impusă de memoria de regenerare. Aceasta este o memorie cu ferite cu un ciclu de 2 μ s. Deoarece caracterele sînt

citite din memorie și transmise la afișare în ritmul frecvenței de tact rezultă că aceasta are o valoare de 500 kHz.

Din cele două variante de generare a caracterelor (fig. 2) s-a ales varianta baleiajului vertical în care pe durata unei linii TV memoria de regenerare trebuie să furnizeze 20 caractere (formatul 20 $\times$ 50) sau 10 caractere (formatul 10 $\times$ 80).

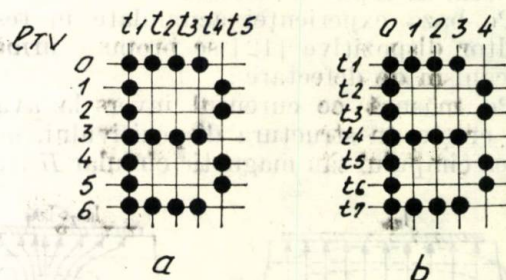


Fig. 2. Matrice de puncte pentru caracterul B.

În cazul baleiajului orizontal s-ar fi impus utilizarea unei memorii mult mai rapide.

Baleiajul vertical se realizează prin rotirea ansamblului bobinelor de deflexie cu 90° și inversarea legăturilor de la bobina de baleiaj cadre.

În figura 3 se arată repartizarea pe ecranul de afișare a imaginii în cele două formate.

Fiecărei coloane de caractere i se alocă 6 linii TV numerotate de la 0 la 5. Linia 0 reprezintă pauza dintre caracterele de pe același rând.

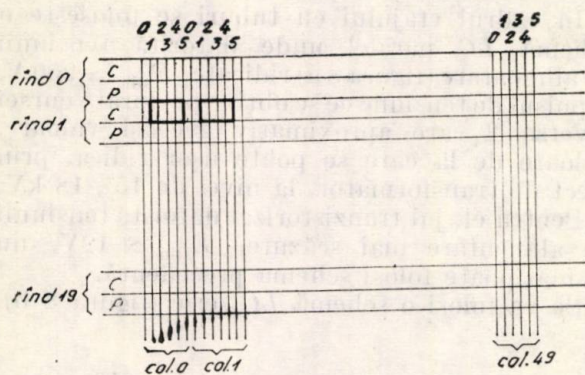
Coloanele de caractere sînt numerotate de la 0 la 49, respectiv 0 la 79. Rîndurile sînt numerotate de la 0 la 19, respectiv 0 la 9.

Rîndurile de caractere se succed cu perioada de 2 μ s. Fiecare rînd de caractere cuprinde înălțimea unui caracter C și pauza dintre rînduri P . Din motive de estetică a imaginii s-a ales $C = P$ și deci ele se succed cu o perioadă de 1 μ s. Deoarece pe înălțimea unui caracter trebuie afișate 7 puncte, rezultă că frecvența cea mai înaltă a sistemului este de 7 MHz.

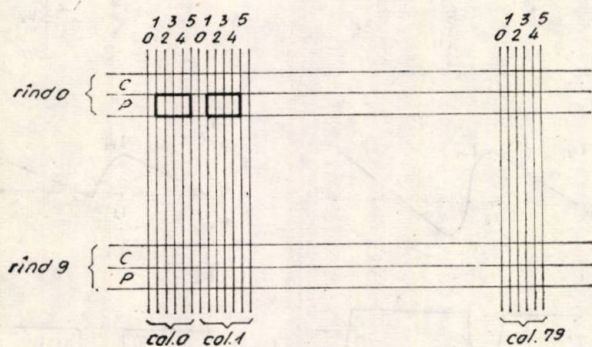
Din proiectarea blocului de sincronizare rezultă următoarele caracteristici ale baleiajului în cele două formate:

	20 $\times$ 50	10 $\times$ 80
— număr linii utile pe ecran	300	480
— număr total de linii	330	524
— durata unei linii	60 μ s	38 μ s
— durata unui cadru	20 ms	20 ms

* Ing. Căpățină, O. și ing. Kornhauser, A. sînt cercetători științifici la I.T.C.-Cluj-Napoca



a- Formatul 20x50



b- Formatul 10x80

Fig. 3. Repartizarea imaginii pe ecran.

După cum se observă frecvența cadrelor este de 50 Hz și astfel se elimină fenomenul de pîlpîire. De asemenea, în formatul 20×50 durata liniei este apropiată de standardul de televiziune (64 μ s). Deoarece în formatul 10×80 durata liniei se abate mult de standardul de televiziune a fost necesară reproiectarea etajului final de linii astfel ca în ambele formate să se obțină o înaltă tensiune (în jur de 10 kV), suficientă pentru a avea o imagine de bună calitate.

După cum s-a arătat mai sus frecvența cea mai înaltă a sistemului este de 7 MHz. După cum se poate vedea în figura 4 din această

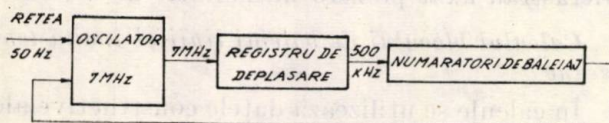


Fig. 4. Schema detaliată a blocului de sincronizare.

frecvență prin divizare cu registrul de deplasare se obține frecvența de 500 kHz, care este frecvența de tact a display-ului și cu care se acționează numărătoarele de baleiaj. Rolul numărătoarelor de baleiaj este de a urmări mersul spotului pe ecran.

În figura 5 se arată schema-bloc detaliată a acestor numărătoare. Numărătorul de rînd

numără de la 0 la 29, respectiv 0—18, acoperind duratele de 60 μ s, respectiv 38 μ s, a liniilor TV în cele două formate. Numărătorul video numără de la 0 la 5, deci ține evidența celor 6 linii TV alocate unei coloane de caractere.

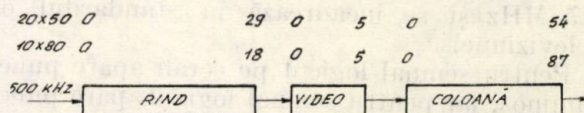


Fig. 5. Schema detaliată a numărătoarelor de baleiaj.

Numărătorul de coloane numără de la 0 la 54, respectiv, 0—87, corespunzător numărului total de coloane al unui cadru.

Semnalele de sincronizare a liniilor și cadrelor se obțin pe baza unor descifrări luate pe numărătoarele de baleiaj.

Pentru a asigura stabilitatea pe ecran s-a ales soluția sincronizării oscilatorului de 7 MHz cu rețeaua de alimentare de 50 Hz. O altă soluție posibilă ar fi fost realizarea oscilatorului de 7 MHz cu cuarț.

În privința semnalelor de sincronizare a blocului de afișare s-au elaborat și experimentat două variante.

În prima variantă s-a generat un semnal de sincronizare complex mai simplu decât standardul de televiziune, nefiind necesare impulsurile de egalizare, deoarece nu se utilizează baleiajul întretesut. Cu acest semnal de sincronizare se acționează televizorul la intrarea cu amplificatorul separator al impulsurilor de sincronizare.

În a doua variantă, utilizată în prezent, s-a realizat un oscilator de linii tip CBA cu frecvență comutabilă (în funcție de formatul afișat) și care este sincronizat de semnalul de sincronizare a liniilor, BVERT. Semnalul de sincronizare a cadrelor, BORIZ, acționează asupra oscilatorului de cadre propriu al televizorului.

Semnalul de afișare denumit CAV este un semnal logic TTL și comandă amplificatorul video al televizorului. În figura 6 se arată modul de generare a acestui semnal.

Generatorul de caractere, care este de fapt o memorie ROM, primește la intrare: codul ISO al caracterului din memorie pe care-l in-

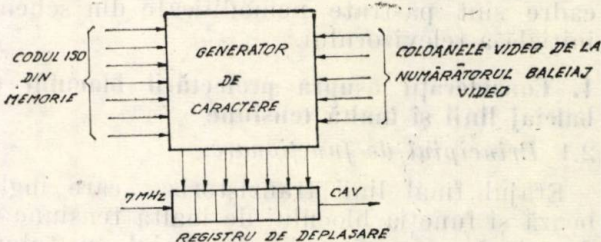


Fig. 6. Generarea semnalului CAV.

terpretează ca o adresă și o coloană video (o descifrare de pe numărătorul de baleiaj video) și furnizează la ieșire un cod care se înscrie într-un registru de deplasare acționat cu o frecvență de 7 MHz.

Astfel, frecvența video maximă este de 3,5 MHz și se încadrează în standardul de televiziune.

Pentru semnal logic 1 pe ecran apare punct luminos, iar pentru semnal logic 0 apare punct stins.

De fapt nu se afișează puncte ci liniuțe, astfel la o succesiune de 7 biți de valoare 1 logic în registrul de deplasare al generatorului de caractere pe ecran apare o linie luminoasă de înălțimea unui caracter.

Pe baza celor expuse mai sus se poate urmări schema detaliată a blocului de afișaj (fig. 7).

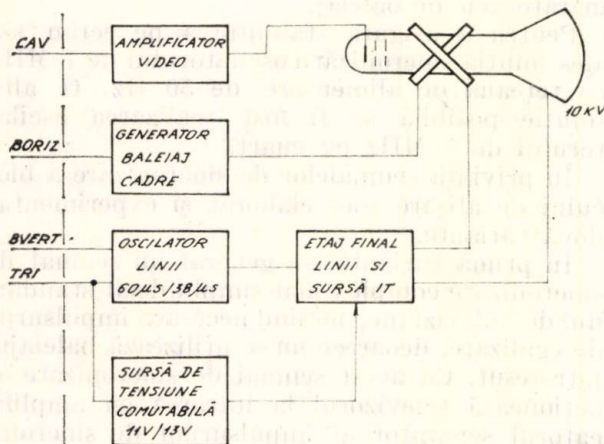


Fig. 7. Schema detaliată a blocului de afișaj.

El primește 4 semnale de comandă:

- CAV — comandă amplificator video;
- BORIZ — sincronizare baleiaj orizontal (cadre);
- BVERT — sincronizare baleiaj vertical (linii);
- TR1 — semnal comutare format afișat.

Deoarece din reproiectare etajul final (după cum rezultă din calculele ce urmează, în formatul 20×50), tensiunea de alimentare a etajului final trebuie să fie de 11V, iar în formatul 10×80 de 13V este construită o sursă de tensiune comutabilă comandată de semnalul TR1. Tot acest semnal comută și frecvența oscilatorului de linii.

Amplificatorul video și generatorul de baleiaj cadre sînt păstrate nemodificate din schema inițială a televizorului.

1. Considerații asupra proiectării blocului de baleiaj linii și înaltă tensiune

2.1 Principiul de funcționare

Etajul final linii tranzistorizat care înglobează și funcția blocului de înaltă tensiune se deosebește ca principiu de etajul cu tuburi electronice.

În cadrul etajului cu tuburi se folosește o schemă LC paralel, unde datorită tensiunii de alimentare (figura 8 a) ridicate, $E_{\text{alim}} \approx 250 \text{ V}$, și pulsul de tensiune ce se obține pe durata cursei inverse T_i are aproximativ aceeași valoare, valoare de la care se poate ușor ridica, prin efect de transformator, la nivel de 15–18 kV.

Pentru etajul tranzistorizat datorită tensiunii de alimentare mai scăzute, $E_{\text{alim}} \approx 12 \text{ V}$, nu se mai poate folosi schema precedentă.

Se va folosi o schemă LC serie (figura 8 b).

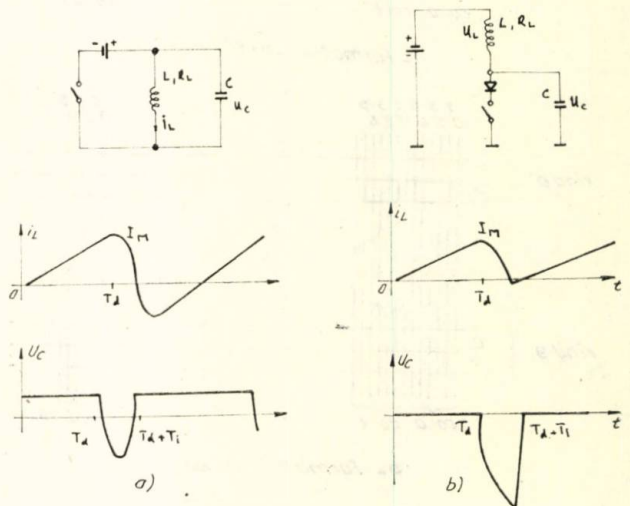


Fig. 8. Schema de principiu a blocului de înaltă tensiune.

Într-o schemă LC serie alimentată cu o tensiune E se pot obține pulsuri de tensiune $U_L = -U_C = Q \cdot E$; astfel ca de la tensiuni de 12 V se poate ajunge la pulsuri de 100–200 V Q fiind factorul de calitate a circuitului LC serie [5].

Este de observat că cerințele blocului de baleiaj nu sînt intrutotul în concordanță cu cerințele blocului de înaltă tensiune; motiv pentru care o schemă practică diferă de aceste scheme de principiu.

Într-un sistem de afișaj blocul de înaltă tensiune nu trebuie să încalce funcția etajului de baleiaj, obținerea curentului în dinte de fierăstrău axat pe zero în bobinele de deflexie.

Calculul blocului de baleiaj linii și înaltă tensiune

În calcule se utilizează datele constructive ale tubului cinescop, sistemului de deflexie și etajului final, linii ale televizorului A31–110° — produs de Electronica București.

Experimentările făcute de autori au condus la o metodologie de calcul al acestui etaj și la unele clarificări teoretice față de literatura tehnică apărută pînă acum la noi [1].

Sistemul de deflexie

Calculul și realizarea sistemului de deflexie trebuie să asigure o bună eficacitate electrică —

deoarece de aceasta depinde în măsura cea mai mare randamentul energetic al televizorului.

Se definește eficacitatea electrică a sistemului de deflexie Se : raportul dintre puterea de deflexie și puterea pierdută în sistem.

Dacă se consideră variația curentului în bobină de deflexie liniară, (fig. 8 b) atunci: puterea utilă deflexiei P_u are valoarea:

$$P_u = \times \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} L \frac{di}{dt} \times i \times dt = \frac{L \times I_M^2}{2T_d};$$

puterea pierdută P_p în sistemul de deflexie este:

$$P_p = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} i^2 \times R_L dt = \frac{I_M^2 \times R_L^*}{3},$$

de unde rezultă eficacitatea sistemului de deflexie, Se :

$$S_e = \frac{P_u}{P_p} \equiv \frac{3}{2T_d} \times \frac{L}{R_L}. \quad (1)$$

Datorită efectului pelicular rezistența bobinelor de deflexie în c.a., R_L^* , este ceva mai mare decât rezistența măsurată în c.c.

Din (1) rezultă că eficacitatea electrică a sistemului de deflexie este cu atât mai bună cu cît factorul de calitate al bobinelor este mai bun — limitarea acestui factor e de natură constructivă [$L(H)$ mare implică n (sp) mare dar și $R_L(\Omega)$ mare].

Pentru determinarea valorii inductanței bobinelor de deflexie și a valorii maxime a pulsului de curent trebuie date dimensiunile geometrice și valorile electrice de regim ale tubului cinescop folosit, forma constructivă a bobinelor de deflexie.

Valoarea inductanței unui cîmp magnetic omogen de lățime l pentru a avea o deviație y la o distanță D de centrul cîmpului magnetic este:

$$B_{\text{nec defl}} = \frac{y}{\sqrt{\frac{e}{2m \cdot U_a} \times l \times D}}, \quad (2)$$

unde:

e este sarcina electrică a electronului;

m — masa electronului;

U_a — tensiunea anodică a tubului cinescop.

Fluxul magnetic la sfîrșitul perioadei directe, T_d (fig. 8) este:

$$\Phi(T_d) = L \times I_M = N \times A_{\text{med}} \times B(T_d),$$

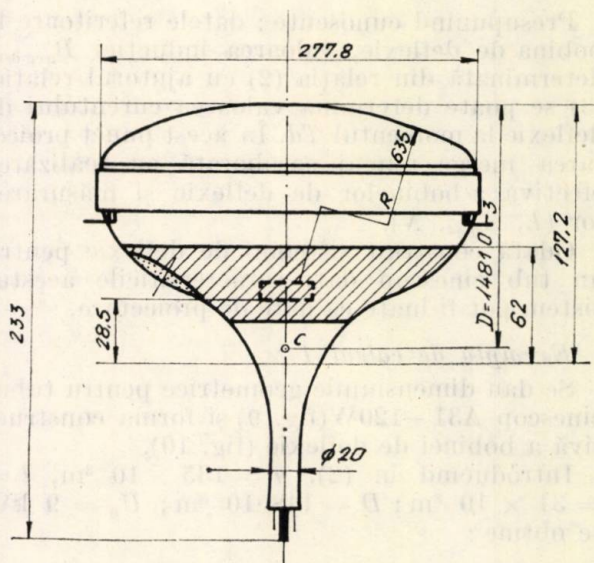


Fig. 9. Tubul cinescop A31—120 W.

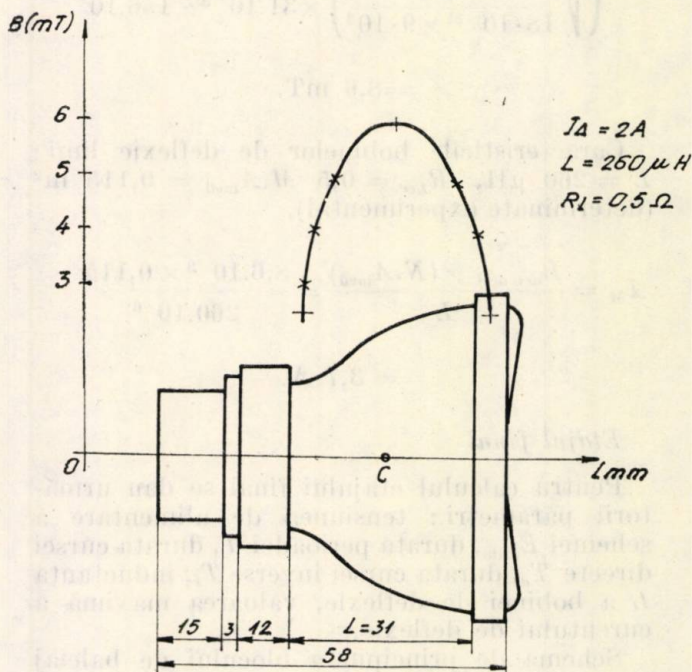


Fig. 10. Inducția magnetică în centrul sistemului de deflexie

unde:

N este numărul de spire ale bobinei de deflexie;

A_{med} — suprafața medie (aria secțiunii longitudinale în gîtul cinescopului, acoperită de bobinele de deflexii linii).

Inductanța bobinei L este funcție de caracteristicile geometrice (A_{med} , N).

$$\frac{L(N \cdot A_{\text{med}})}{N \cdot A_{\text{med}}} \cdot I_M = B_{\text{nec defl}}. \quad (3)$$

Presupunind cunoscute : datele referitoare la bobina de deflexie, valoarea inducției $B_{\text{nec.defl.}}$ determinată din relația (2) cu ajutorul relației (3) se poate determina valoarea curentului de deflexie la momentul T_d . În acest punct proiectarea merge numai coroborată cu realizarea efectivă a bobinelor de deflexie și măsurarea lor (L , A_{med} , N).

Odată construit sistemul de deflexie pentru un tub cinescop dat, caracteristicile acestui sistem pot fi luate ca date de proiectare.

Exemplu de calcul 1

Se dau dimensiunile geometrice pentru tubul cinescop A31-120W (fig. 9) și forma constructivă a bobinei de deflexie (fig. 10).

Introducând în (2), $y = 135 \times 10^{-3} \text{ m}$, $l = 31 \times 10^{-3} \text{ m}$; $D = 148 \cdot 10^{-3} \text{ m}$; $U_0 = 9 \text{ kV}$, se obține :

$$B = \frac{135 \cdot 10^{-3}}{\left(\sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^{-13}}{18 \cdot 10^{-31} \times 9 \cdot 10^3}} \right) \times 31 \cdot 10^{-3} \times 156 \cdot 10^{-3}} = 8,6 \text{ mT.}$$

Caracteristicile bobinelor de deflexie linii : $L = 260 \mu\text{H}$, $R_{Lcc} = 0,5 \text{ M}\Omega$, $A_{\text{med}} = 0,115 \text{ m}^2$ (determinate experimental).

$$I_M = \frac{B_{\text{nec.defl.}} \times (N \cdot A_{\text{med}})}{L} = \frac{8,6 \cdot 10^{-3} \times 0,115}{260 \cdot 10^{-6}} = 3,7 \text{ A.}$$

Etajul final

Pentru calculul etajului final se dau următorii parametri : tensiunea de alimentare a schemei E_{alim} , durata perioadei T , durata cursei directe T_d , durata cursei inverse T_i , inductanța L a bobinei de deflexie, valoarea maximă a curentului de deflexie.

Schema de principiu a blocului de baleiaj linii și înaltă tensiune împreună cu formele de unde se pot vedea în figura 11. Toate notațiile din calculele ce urmează se referă la această figură.

Din aceste forme de undă se observă că pe T_d prin D_{sep} , L_{31} și T_{com} se obține un curent crescător (figura 12).

Energia acumulată în L_{13} pe perioada cursei directe, după închiderea tranzistorului T_{com} se descarcă pe C_0 sub forma de oscilație (pe perioada cursei inverse); prin aceasta se evidențiază rolul înfășurărilor L_{13} în circuitul serie echivalent.

Conform legii Lenz în L_{13} ia naștere o tensiune care se opune scăderii curentului; forma acestei tensiuni este sinusoidală.

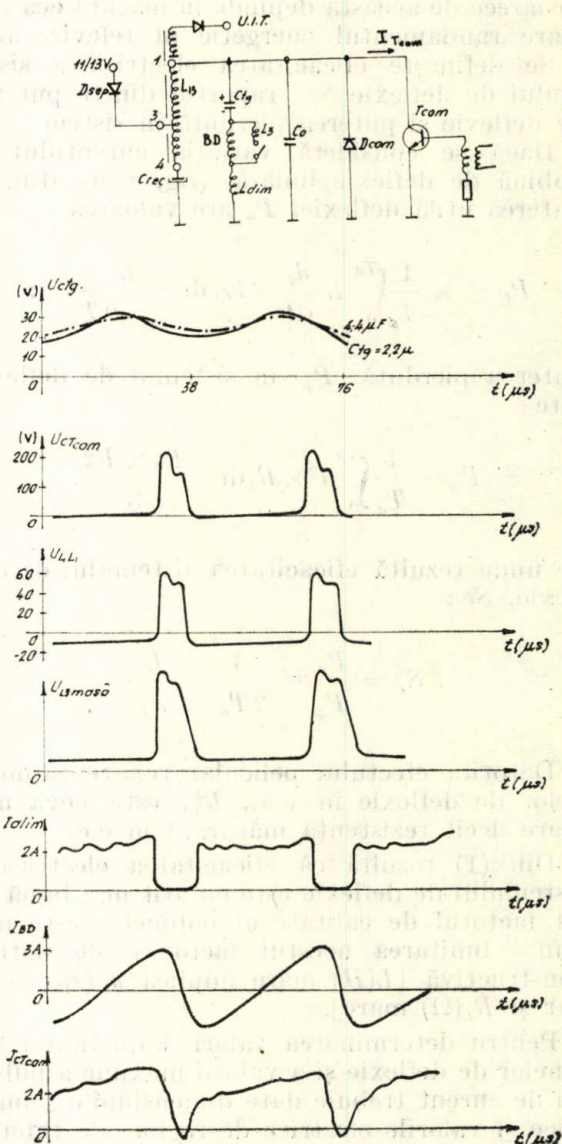


Fig. 11. Schema etajului final linii.

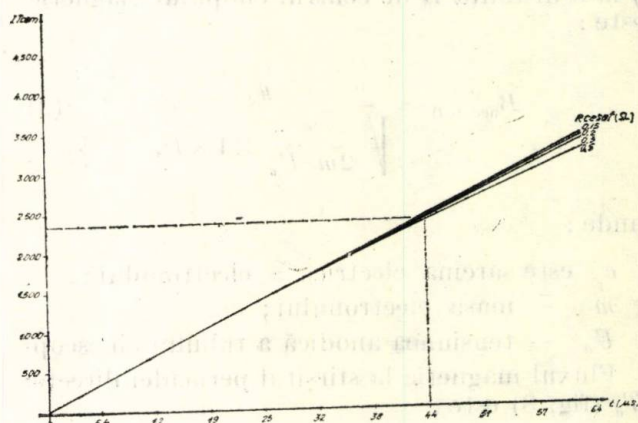


Fig. 12. Variația curentului de colector al tranzistorului T_{com} pe perioada cursei directe.

Tensiunea punctului 3 al transformatorului va fi mai ridicată decât tensiunea de alimentare pe perioada cursei inverse astfel că D_{sep} se blochează, pulsația curentului se va face din C_{rec} prin L_{14} [$C_{rec} = 24 \text{ V}$].

Pe prima jumătate a perioadei directe tensiunea în colectorul tranzistorului T_{com} este $U_{CEsat} \approx 0 \text{ V}$, iar tensiunea de 30–32 V de pe condensatorul C_{ig} se pune în paralel pe bobinele de deflexie și asigură creșterea aproape liniară a curentului prin bobinele de deflexie.

Liniaritatea pe această parte a cursei directe se îmbunătățește cu cât C_{ig} e mai mare, adică cu cât se apropie de o sursă de tensiune constantă (fig. 13).

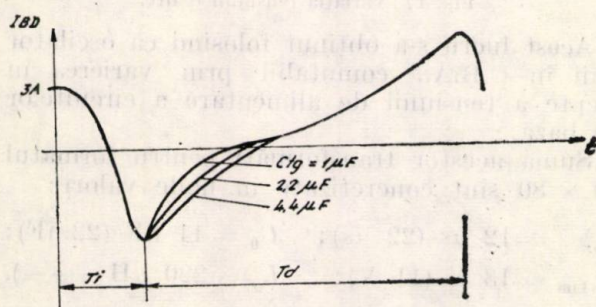


Fig. 13. Variația curentului de deflexie prin bobine.

Datorită planeității ecranului, faptul că bobinele de deflexie nu sînt sub tensiune constantă nu deranjează, ci corectează.

Pentru a obține valoarea pulsului se folosește bilanțul energetic :

$$W_{L_{13}} + W_{BD} = W_{C_0 + C_p}, \quad (4)$$

$$W_{L_{13}} = \frac{L_{13} \cdot I_{Tcom}^2}{2} = \frac{210 \mu H \cdot 2,4^2}{2} = 0,610 \text{ mW}.$$

Valoarea maximă a curentului prin tranzistor se determină din figura 12 pentru $T_d = 44 \mu s$. [$I = 2,4 \text{ A}$]:

$$W_{BD} = \frac{L_{BD} \times I_{BD}^2}{2} = \frac{260 \mu H \times 3^2}{2} = 1,175 \text{ mW}$$

$$W_{C_0 + C_p} = \frac{U_{Tcom}^2 \times (C_0 + C_p)}{2},$$

unde :

$$C_0 = 22 \text{ nF},$$

C_p este capacitatea parazită a secundarului transformatorului (30 – 40 pF) reflectată în primar,

$$C_p = n^2 C_s \approx 45^2 \cdot 35 \text{ pF} = 70 \text{ nF},$$

$$\frac{U_{CTcom}^2 (C_0 + C_p)}{2} = 1,785 \text{ mW},$$

$$U_{CTcom} = \sqrt{\frac{2 \times 1,785 \cdot 10^{-3}}{92 \cdot 10^{-9}}} \approx 190 \text{ V}.$$

Avînd curentul maxim prin tranzistor și valoarea tensiunii maxime pe jonțiunea colector-emitor se poate alege tranzistorul T_{com} .

În tabelul 1 se dau cîteva tipuri de tranzistoare ce pot fi utilizate.

Tabelul 1

TIP	U_{CEmax}	I_{Cmax}	U_{CEsol}/I_C	P_d
AU 106 pnp	320 V	10 A	1V/6A	5W Ge difuzat
AU 113 pnp	250 V	10 A	1V/6A	5W „
BU 102 npn	400 V	10 A	1V/7A	50W Si planar epi-taxial
BU 121 npn	400 V	15 A	1,2/6A	100W
KUY 12	210 V	10 A	1,7/6A	70W Si
KT 805	180 V	8 A	0,5	Si
GT 804	190 V	10 A	0,1	Ge

Modificările blocului de baleiaj linii și înaltă tensiune pentru funcționarea în formatul 10×80 ($T = 38 \mu s$)

Dacă se comandă etajul final linii cu perioada $T = 38 \mu s$, valoarea pulsului de tensiune din colectorul lui T_{com} este de 120 V, iar valoarea tensiunii înalte scade la 4,6 kV (fig. 14).

Tot din acest grafic se poate calcula factorul de calitate al circuitului LC serie echivalent Q_e :

$$Q_e = \frac{U_{CTcom}}{E_{alim}} \approx 12.$$

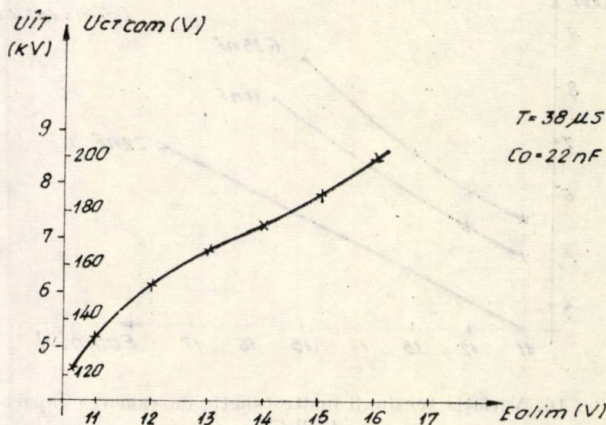


Fig. 14. Variația tensiunii înalte cu variația alimentării etajului final linii.

Pentru a ridica valoarea înaltei tensiuni, fără a deteriora randamentul electric al etajului final nu se va ridica valoarea pulsului de tensiune numai pe seama creșterii tensiunii de alimentare.

Este esențial ca Q_e , care este funcție de perioada directă și inversă, să se plaseze pe maximul curbei de rezonanță pentru noile valori de comutație.

Micșorînd valoarea condensatorului C_0 (fig. 15) crește valoarea pulsului de tensiune din colectorul tranzistorului T_{com} , implicit și valoarea tensiunii înalte.

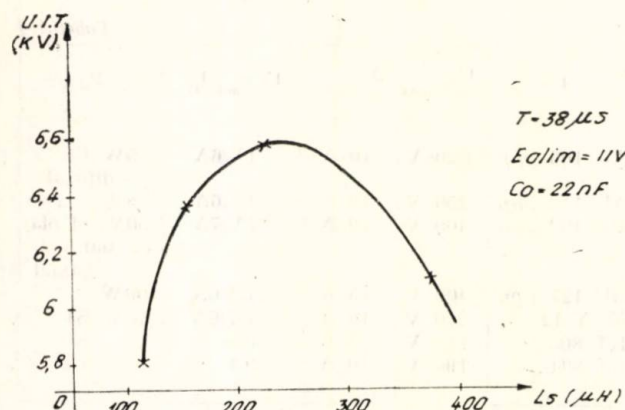


Fig. 15. Variația tensiunii înalte (T 38 μ s) funcție de valoarea bobinei suplimentare.

Întrucît circuitul echivalent serie la care s-au făcut referiri provine dintr-un circuit mai complex, simpla reducere a valorii lui C_0 nu aduce Q_e la valoarea maximă.

Montînd în paralel pe bobinele de deflexie o bobină de 220 μ H valoarea tensiunii înalte crește cu 2 kV (figura 16).

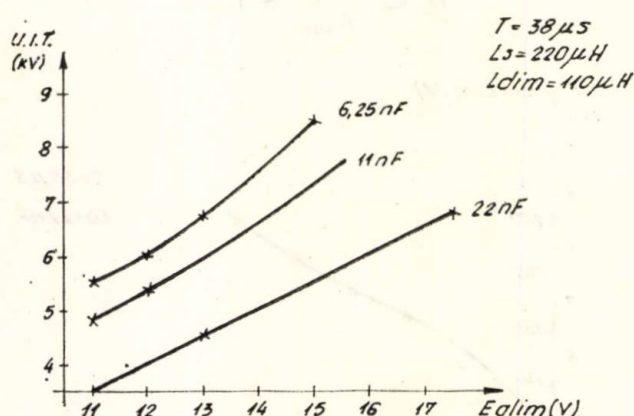


Fig. 16. Variația tensiunii înalte funcție de valoarea capacității C_0 .

În afara faptului că se aduce Q_e al circuitului serie spre valoarea de rezonanță ($\text{la } \frac{I}{T_i}$) prin bobina suplimentară L_s se derivă o parte din curentul bobinelor de deflexie linii, astfel că în formatul 10×80 baleiajul linii nu acoperă decît jumătate din ecranul afișat în formatul 20×50 .

Reducerea perioadei de la 60 μ s la 38 μ s va trebui însoțită și de păstrarea raportului dintre cursa directă și inversă (fig. 17).

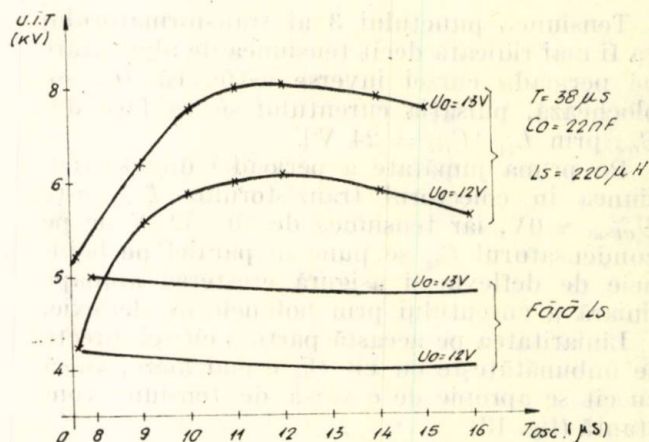


Fig. 17. Variația tensiunii înalte.

Acest lucru s-a obținut folosind ca oscilator linii în C.B.A., comutabil prin varierea în trepte a tensiunii de alimentare a circuitelor de bază.

Suma acestor transformări pentru formatul 10×80 sînt concretizate în noile valori:

$$T_{in} = 12 \mu s (22 \mu s); \quad C_0 = 11 \text{ nF} (22 \text{ nF}); \\ E_{alim} = 13 \text{ V} (11 \text{ V}); \quad L_s = 220 \mu H \text{ ---}$$

Valoarea tensiunii înalte în aceste condiții urcă la 8,5–9 kV sub sarcină (baleiaj-afișat); acest rezultat este însoțit de o creștere a consumului etajului cu 0,5–0,7 A.

3. Dispozitiv de afișare alfanumerică cu bloc de baleiaj standard TV

Condiția b din tema de proiectare (cap. 1) a fost de fapt un compromis între cerința afișării rîndurilor de 80 caractere (format cartelă perforată) și limitele impuse sistemului de afișare, de memoria pe inele de ferită, care avea un timp de acces de circa 2 μ s. Astfel, s-a ajuns la formatul opțional 20×50 caractere care asigură încadrarea baleiajului TV aproape de normele standard, rezultînd o imagine de bună calitate; formatul „standard” 10×80 caractere a fost realizat prin schimbări importante ale baleiajului TV descrise și care cu toate eforturile nu asigură o imagine de calitate celei obținute în formatul opțional 20×50 .

Prin apariția memoriilor RAM statice și dinamice care au un timp de acces în jur de 500 ns și mai scăzuți (tabelul 2) condiția de a afișa 80 de caractere pe rînd fără a modifica baleiajul TV standard este posibilă.

Durata unei linii TV standard este de 64 μ s din care durata cursei inverse este de 20–22 μ s, prin urmare se impune ca pe 40 de μ s să se afișeze 80 de caractere, ceea ce conduce la un timp de acces mai mic de 40 μ s/80 caract = 500 ns al memoriei de regenerare a imaginii.

Dacă se consideră:

— matricea de puncte pentru afișarea caracterului tot de 7×5 puncte (fig. 2a);

Memorii semiconductoare

Tabelul 2

TIP	Organizare	Tehnologie	Timp acces	Producătorul
2 102	1 024 × 1 bit	NMOS statică	350ns	INTEL Fairchild Sescomsem
2 114	1 024 × 4 biți	NMOS statică	200—300ns	„
2 111	256 × 1 bit	NMOS statică	350ns	„
Z 6 104	4 096 × 1 bit	NMOS statică	100—440ns	Zilog
2 104	4 096 × 1 bit	NMOS dinamică	150—425ns	INTEL Sescomsem

— pauza dintre caractere de două coloane video (de menționat că aici coloana video nu mai are aceeași semnificație cu cea din figura 3);

— pauza dintre rânduri de 5 linii TV atunci organizarea ecranului este cea din figura 18.

Capacitatea ecranului este de 24 rânduri ori 80 caractere pe rând deci 1 920 caractere, adică 2 ko.

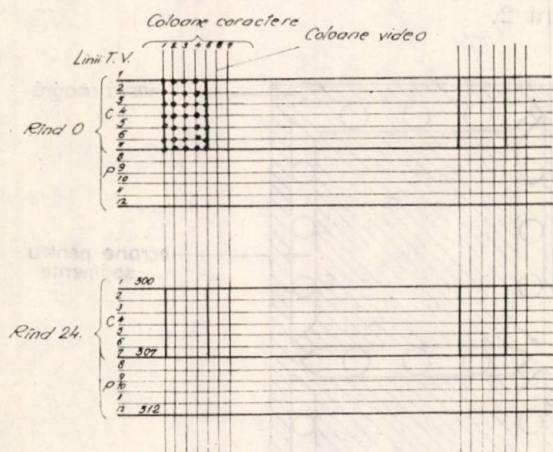


Fig. 18. Formatul 24 × 80 în cazul baleiajului standard.

Se pune problema dacă în cazul în care dispunem de o memorie cu timp de acces între 600 ns — 1 μ s se poate obține formatul 24 × 80 caractere, folosind baleiajul TV standard.

Folosind o memorie de 2 ko cu timpul de acces mai mic de 1 μ s, împărțită în două blocuri a câte un ko și organizând corespunzător blocul de sincronizare ca pe ecran să se afișeze caracterele impare din blocul 1 și cele pare din blocul 2 problema este rezolvată. Întrucât afișarea succesiunii de caractere se face întretesut, timpul de afișare a caracterelor dintr-un bloc este de 1 μ s memoria cu timpul de acces mai

mic sau egal cu 1 μ s este satisfăcătoare. Schema-bloc de principiu pentru DAF-ul cu blocul de baleiaj standard este în esență cea din figura 1.

Structura blocului de sincronizare se modifică. Fiecare coloană de caractere se compune din 7 coloane video afectate caracterului și 2 pauzei. Astfel că, pe durata a 500 ns afectate în cadrul unei linii TV pentru afișarea unui caracter se afișază 5 + 2 puncte, ceea ce conduce la o frecvență a oscilatorului pilot de $1/(500 \text{ ns} : 7) \approx 14 \text{ MHz}$. Această frecvență este divizată în numărătorul de coloane video cu 7. Numărătorul de coloane de caractere divide frecvența rezultată anterior cu 128 (64 μ s/0,5 μ s) și nu cu 80 (40 μ s/0,5 μ s), întrucât așa cum s-a mai arătat rolul numărătoarelor de baleiaj este acela de a urmări spotul de electroni pe tot ecranul. Frecvența rezultată din acest numărător este de 15,6 kHz, tocmai frecvența liniilor TV standard.

Numărătorul de linii TV imparte această frecvență la numărul liniilor TV de pe ecran, 312, rezultând frecvența unui cadru de 50 Hz. Din cele 312 linii sînt active 24 rânduri × (7 linii/caract + 5 linii/pauză) = 288 linii.

Înseamnă că pentru întoarcerea spotului din colțul din dreapta jos în colțul din stînga sus la sfîrșitul cadrului rămîn 24 linii × 64 μ s = 1,6 ms.

În figura 19 se prezintă schema de principiu a blocului de sincronizare.

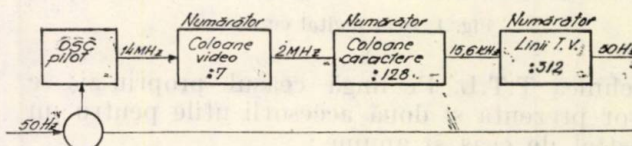


Fig. 19. Schema blocului de sincronizare a DAF-ului cu baleiaj standard.

Restul considerațiilor făcute în cadrul capitoului 1 asupra blocului de sincronizare rămîn valabile.

Avantajele acestei soluții constau în :

- 1 — folosirea baleiajului TV standard cu consecințe pozitive asupra calității și stabilității imaginii.
- 2 — simplificarea blocului de sincronizare și comandă a DAF-ului cu consecințe asupra fiabilității și costului întregului dispozitiv.

Bibliografie

- [1] Brilliantov. Calculul televizoarelor portabile. București, Ed. tehnică, 1973.
- [2] Constantin, I., Diaconescu, I. Culegere de probleme de radioelectronică. București, Ed. tehnică, 1969.
- [3] Săvescu, M., Popovici, Al., Popescu, M. Circuite electronice. vol. II, București, Ed. tehnică, 1969.
- [4] Mitrofan, Gh. Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă. București, Ed. tehnică, 1969.
- [5] Săvescu, M. Circuite electrice liniare. București, Ed. didactică și pedagogică, 1968.

CZ 621.383

CEAS ELECTRONIC
DISPOZITIV DE ALARMĂ
CUART

Ceas digital cu alarmă și calendar

ALEXANDRU SUCITU, GHEORGHE SUCITU* — București

Pentru indicarea timpului, în ultimii ani a luat o mare dezvoltare tehnică ceasurile digitale, care asigură o precizie și o fiabilitate mare în funcționare.

În cele ce urmează se va descrie electronica aferentă unui ceas digital (fig. 1) realizat în

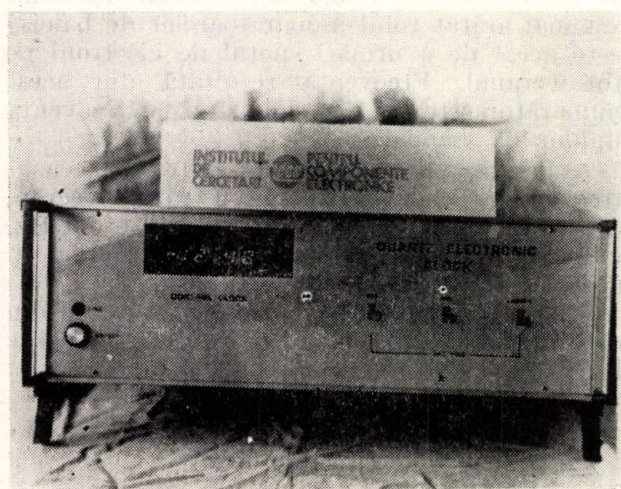


Fig. 1. Ceas digital cu alarmă.

tehnica T.T.L. Pe lângă ceasul propriu-zis se vor prezenta și două accesorii utile pentru un astfel de ceas și anume:

1. Alarmă electronică pentru acționare la o anumită oră programată (poate acționa orice aparat electric, electrocasnic din rețeaua de c.a. de 220 V).

2. Calendar cu indicarea lunii și a zilei (prevăzut cu posibilitatea de comutare pentru an normal sau bisect).

Pentru a nu complica expunerea nu se vor descrie părțile de alimentare. Se menționează doar că este necesară o alimentare stabilizată, cu riplu mai mic de 2 mV vîrf-vîrf, în sarcină maximă. Se impune de asemenea folosirea unui filtru de rețea pentru a înlătura influența perturbărilor exterioare.

Se folosesc următoarele tensiuni de alimentare:

+5V (pentru partea de logică).

+10V (pentru oscilatorul pilot).

+30V (pentru driverul cu tranzistoare).

Pentru a înlătura neplăcerile legate de căderile accidentale ale tensiunii de rețea se folosesc

acumulatori, montate în „tampon” pe sursele de +5V și respectiv +10V.

A. Descrierea ceasului

Ceasul este realizat din două părți principale: partea electronică și partea de afișare.

Întrucît ceasul a fost destinat indicării timpului într-un spațiu public, partea de afișare constituie un subansamblu important, construit sub formă de tabel cu dimensiunile de 60 × 150 cm, conținînd 4 cifre.

Fiecare cifră este construită pe principiul celor șapte segmente. Fiecare segment este construit din 3 becuri de 15 W/220V montate în paralel și așezate în linie. Un sistem de ecrane rezistente la temperatură și un geam roșu mat, așezat în fața becurilor, fac ca o astfel de cifră să se comporte exact ca un display cu șapte segmente, dar de dimensiuni mari.

Construcția unei cifre poate fi văzută în figura 2.

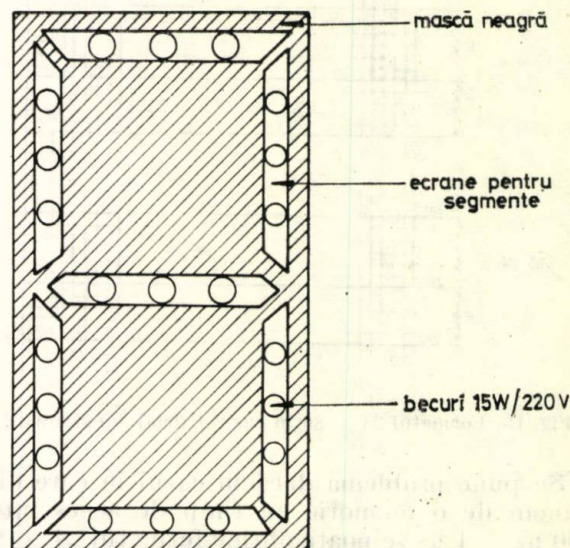


Fig. 2. Cifră de dimensiuni mari construită cu becuri.

Tabelul indicator este realizat prin alăturarea a patru astfel de cifre, două pentru indicarea orelor și două pentru indicarea minutelor. Cifrele de ore sînt despărțite de cifrele minutelor printr-o boxă îngustă prevăzută cu două decupări triunghiulare, în care pulsează două becuri. Se realizează astfel „secundarul”.

* Ing. Sucitu, Al. și ing. Sucitu, Gh. sînt cercetători la ICCE-București.

Partea electronică este realizată în tehnică T.T.L., pe baza circuitelor existente în țară și produse la I.P.R.S.-Băneasa.

Oscilația de bază este generată într-un oscilator pilot realizat cu cristal de cuarț cu frecvența de 10 MHz.

Stabilitatea oscilatorului pilot astfel realizat este de ordinul a $10^{-7}/24$ ore ($\frac{\Delta f}{f} = 10^{-7}/24$ ore).

Pentru a atinge această stabilitate s-a adoptat și soluția de a alimenta oscilatorul pilot separat, de la o sursă stabilizată de 10V.

Oscilația sinusoidală este introdusă într-un formator cu două tranzistoare care furnizează un semnal dreptunghiular cu amplitudinea de $\approx 5V$. Semnalul astfel prelucrat este introdus într-un lanț divizor ce conține șapte decade tip CDB 490 E. Fiecare decadă realizează o divizare cu 10, deci divizarea totală a lanțului va fi 10^7 . În felul acesta se va obține la ieșire un impuls cu perioada de 1s.

Acest semnal este în continuare divizat cu 60, pentru a obține un impuls cu perioada de 1 minut. Divizorul se obține cu două decade tip CDB 490, din care una divizează cu 10 și cealaltă cu 6.

Se obține apoi impulsul de 10 minute (o decadă CDB 490) și de 1 oră (o decadă CDB 490 montată ca divizor cu 6).

Pentru obținerea impulsului de 10 și 24 ore se folosesc 2 decade CDB 490 cu legături de reacție între ele.

Decadele folosite pentru obținerea impulsurilor de minute, zeci de minute, ore, zeci de ore, sînt grupate fiecare cu un decodor-driver, realizat cu CDB 442, diode și tranzistoare.

Există astfel 4 blocuri (fig. 3) denumite: „bloc unități de minute”, „bloc zeci de minute”, „bloc unități de ore”, „bloc zeci de ore”.

Fiecare bloc excită prin intermediul tranzistoarelor un driver cu tiristoare în anodul cărora se găsesc becurile din segmentele cifrei.

Pentru o mai bună înțelegere a funcționării se dau următoarele scheme de detaliu: oscilatorul-pilot 10 MHz și divizorul pînă la 1s (fig. 4); blocul unități de minute (fig. 5); driverul cu tiristoare (fig. 6).

Se remarcă folosirea de circuite integrate și alte componente produse exclusiv în țară. Unele scheme par mai complicate, dar s-a preferat să nu se folosească decodare BCD la șapte segmente sau alte circuite din import.

Schema mai cuprinde un „bloc de control” sau „ceas de control” (fig. 3), care este folosit pentru controlul tabelii mari (deoarece necesități obiective fac, de obicei, ca tabelul să se

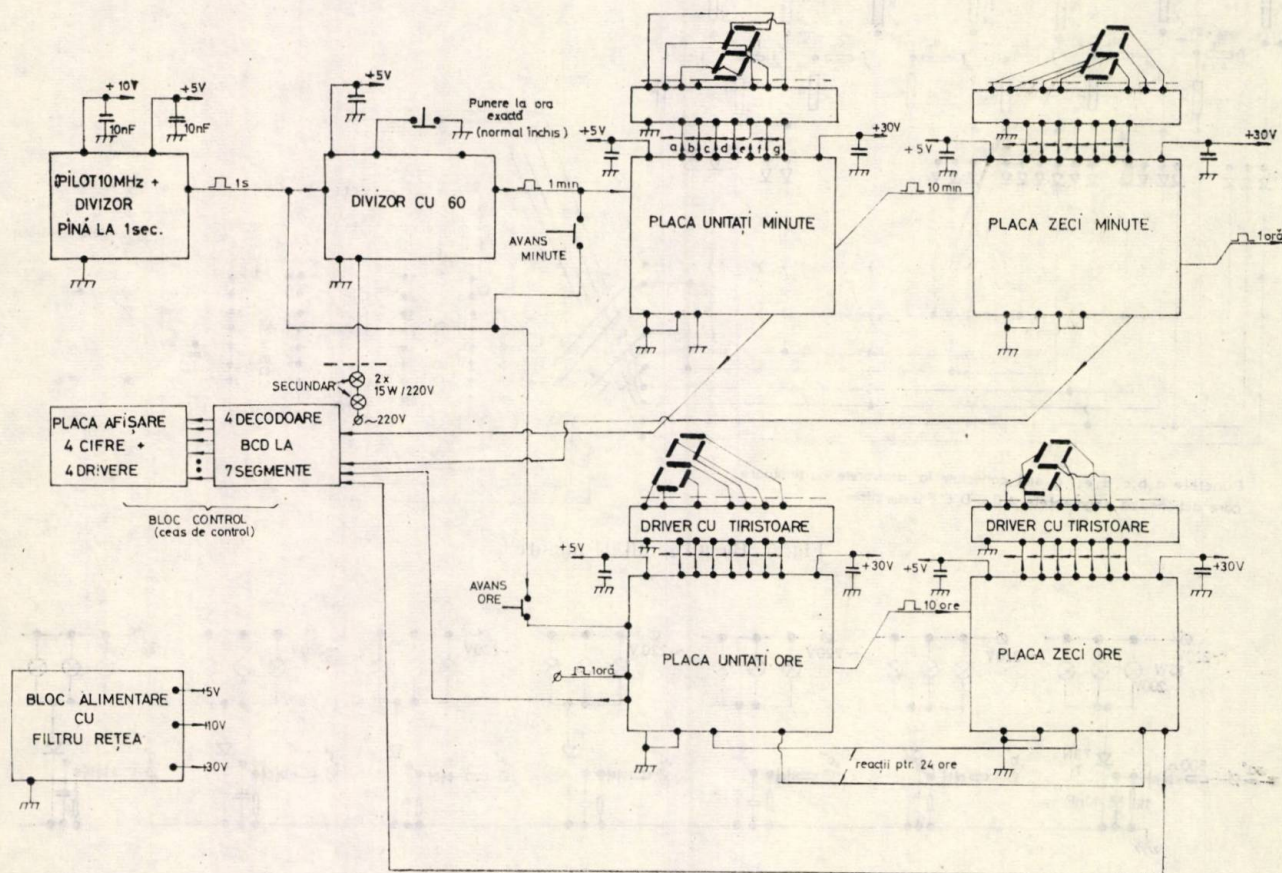


Fig. 3. Schema—bloc a ceasului electronic.

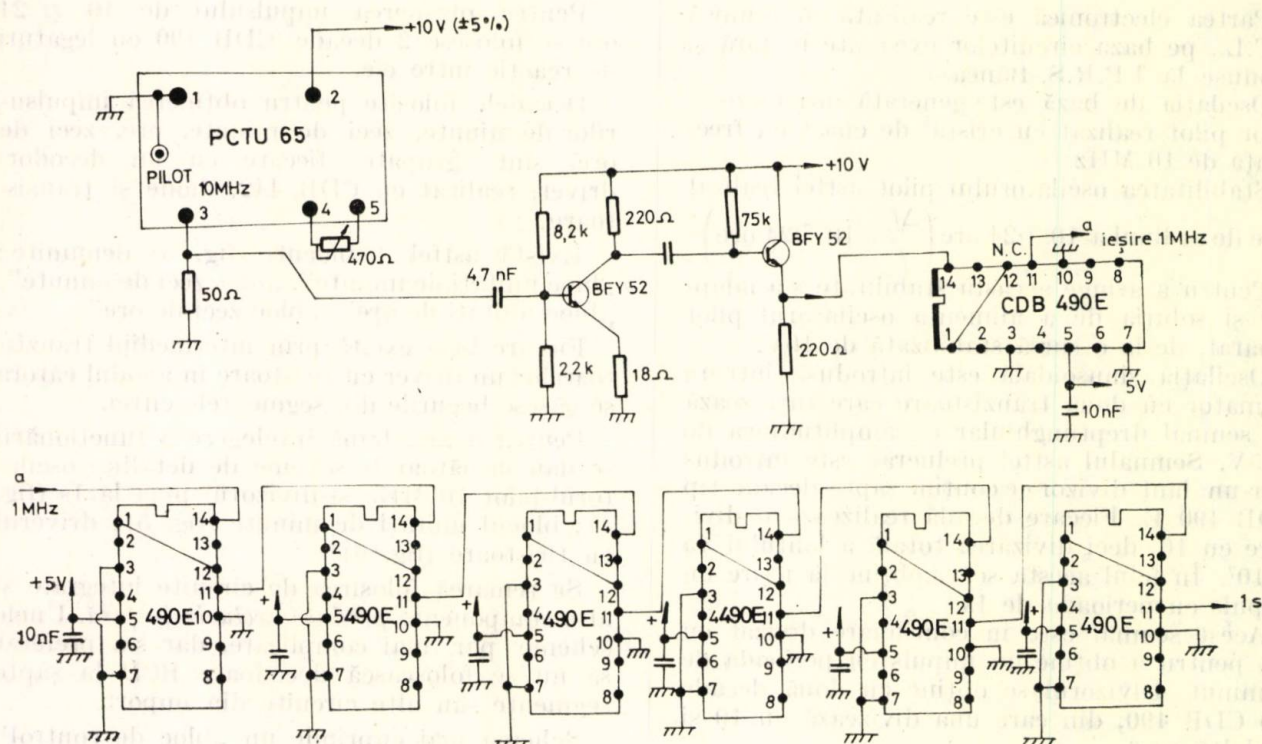


Fig. 4. Oscilatorul-pilot și divizorul pînă la 1 secundă.

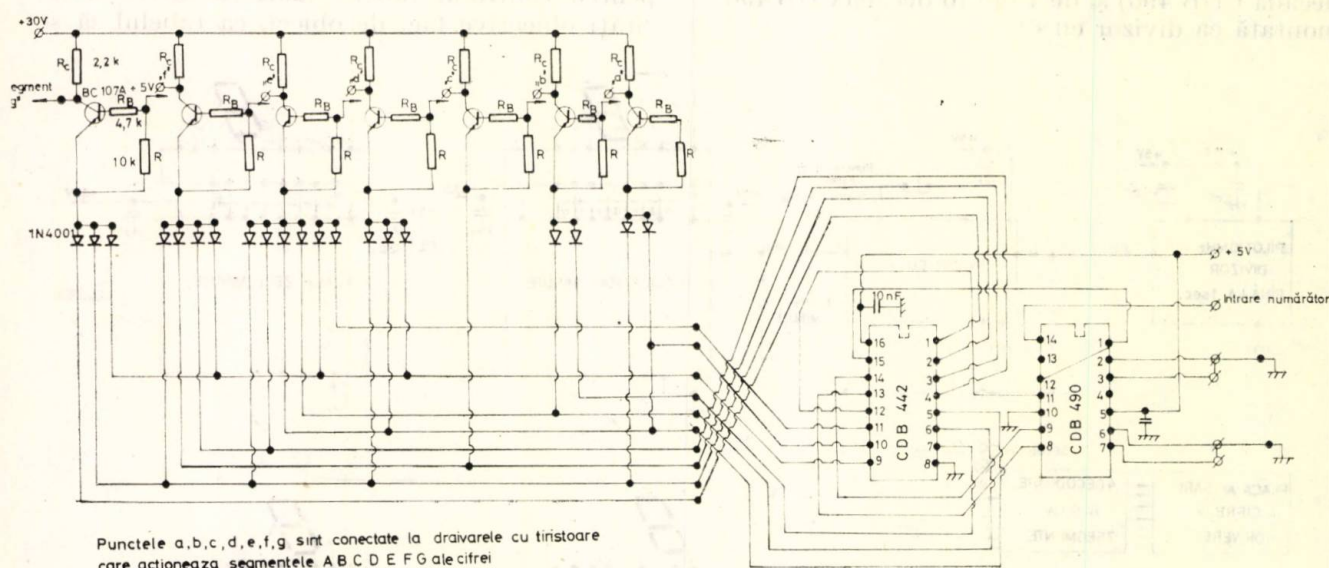


Fig. 5. Blocul „unități minute”.

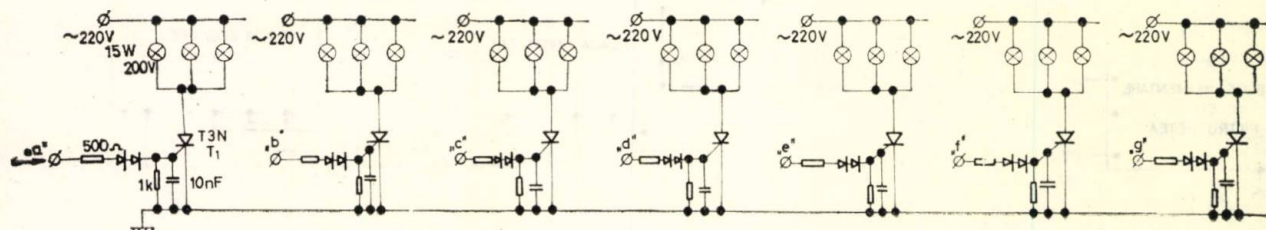


Fig. 6. Driver cu tiristoare pentru 1 cifră.

afle la cel puțin cîțiva metri de partea de comandă electronică).

Pentru fixarea la ora exactă, ceasul propriu-zis dispune de : un avans rapid minute, un avans rapid ore, un dispozitiv de blocare a numărătorului de secunde în poziția 0. Astfel, dacă acest dispozitiv se deblochează la al 6-lea semnal al orei exacte, date la radio, se fixează ora cu o precizie de $\pm 1s$.

2. Blocul de conversie în cod binar a orei înscrise în sistem zecimal.

3. Blocul de comparare a stărilor corespunzătoare orei înscrise cu stările corespunzătoare transmise de ceasul propriu-zis.

4. Dispozitivul de alarmă propriu-zis (releu ce anlanșează).

Înscrierea orei dorite se face cu ajutorul unui comutator cu 4 secțiuni (2 secțiuni pentru ore și 2 secțiuni pentru minute).

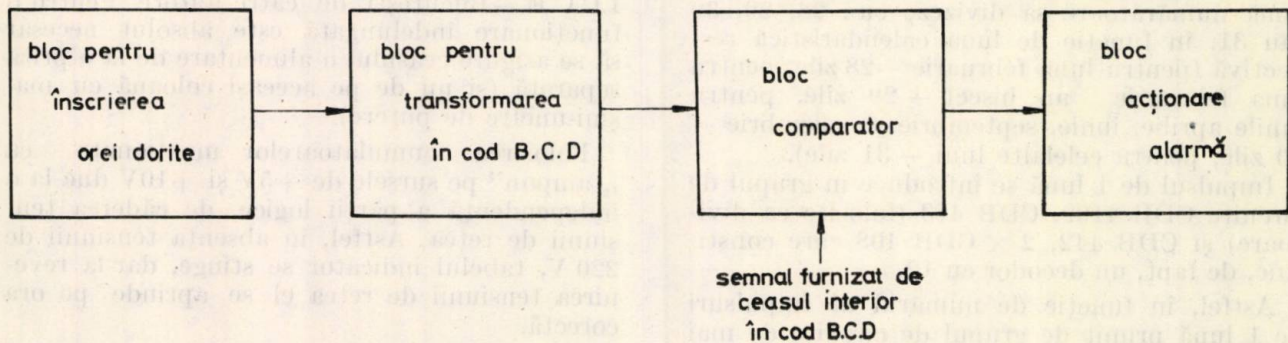


Fig. 7. Blocul de „alarmă”.

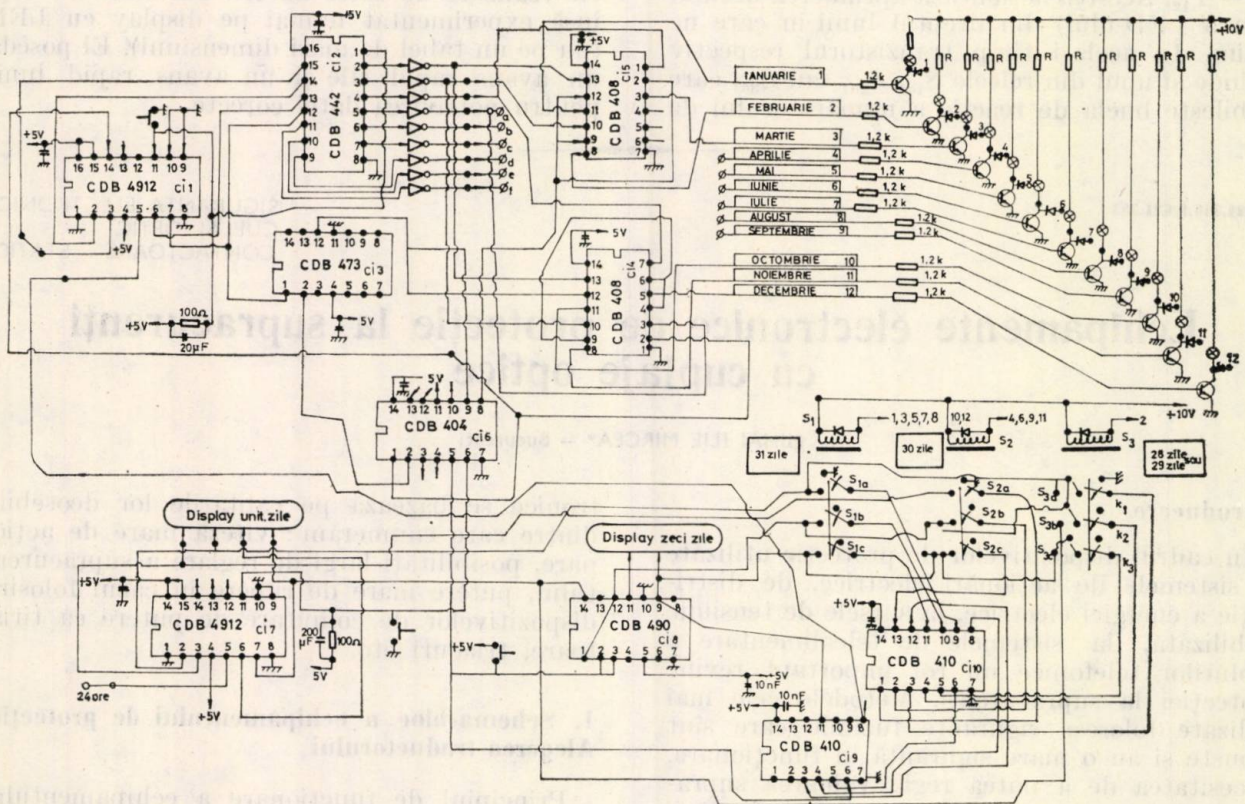


Fig. 8. Schema calendarului.

B. Descrierea dispozitivului de alarmă

Blocul de alarmă are schema din figura 7. După cum se observă, există următoarele subansambluri:

1. Blocul de înscriere a orei dorite, care realizează memorarea momentului de timp la care trebuie să acționeze alarma,

Transpunerea în binar a poziției comutatorului se face cu ajutorul unei matrice cu diode.

Compararea stărilor se realizează cu cite două tranzistoare pe fiecare bit. Coincidența finală este pusă în evidență de un circuit CDB 430, care acționează releul de alarmă prin intermediul unui tranzistor.

C. Descrierea calendarului

Blocul de indicare a zilei și a lunii reprezintă o realizare interesantă, scop pentru care prezintă schema de detaliu a calendarului. Se folosesc exclusiv componente românești.

Semnalul de 24 de ore intră într-un divizor care conține două circuite de divizare: CDB 4192 și CDB 490.

Se realizează o serie de reacții cu ajutorul releelor S_{1a} , S_{2a} , S_{3a} , astfel încât grupul celor două numărătoare să divizeze cu: 28, 29, 30 sau 31, în funcție de luna calendaristică respectivă (pentru luna februarie — 28 zile, pentru luna februarie an bisect — 29 zile, pentru lunile aprilie, iunie, septembrie și noiembrie — 30 zile, pentru celelalte luni — 31 zile).

Impulsul de 1 lună se introduce în grupul de circuite CDB 4192, CDB 473 (folosite ca divizoare) și CDB 442, $2 \times$ CDB 408 care constituie, de fapt, un decodor cu 12.

Astfel, în funcție de numărul de impulsuri de 1 lună primit de grupul de circuite de mai sus, se acționează unul din tranzistoarele $T_1 - T_{12}$. Acestea acționează aprinderea becului (sau a LED-ului) din dreptul lunii în care ne găsim. În același timp tranzistorul respectiv închide și unul din releele S_{1a} , S_{2a} , sau S_{3a} , care stabilește bucla de reacție a numărătorului de

zile: S_{1a} — stabilește bucla pentru 31 zile, S_{2a} , stabilește bucla pentru 30 zile, S_{3a} — stabilește bucla pentru 28 sau 27 zile.

Schema de detaliu a calendarului este dată în figura 8.

Concluzii

Ceasul descris a fost realizat în cadrul I.C.C.E.—București de către autori. Pentru o funcționare îndelungată este absolut necesar să se asigure ceasului o alimentare de la o priză separată (și nu de pe aceeași coloană cu mașini-unelte de putere).

Folosirea acumulatorilor menționate ca „tampon” pe sursele de +5V și +10V duc la o independență a părții logice, de căderea tensiunii de rețea. Astfel, în absența tensiunii de 220 V, tabelul indicator se stinge, dar la revenirea tensiunii de rețea el se aprinde pe ora corectă.

Alarma și calendarul prezentate au fost și ele realizate de către autori. Calendarul a fost însă experimentat numai pe display cu LED (nu pe un tabel de mari dimensiuni). El posedă un avans rapid zile și un avans rapid luni, pentru potrivirea datei corecte.

CZ 621.316.9/621.383

SIGURANȚA ELECTRONICĂ
CUPLAJ OPTIC
CONTACTOARE STATICE

Echipamente electronice de protecție la supracurenți cu cuplaje optice

MIHAI ILIE MIRCEA* — București

Introducere

În cadrul dispozitivelor de protecție utilizate în sistemele de acționări electrice, de distribuție a energiei electrice, la sursele de tensiune stabilizată, la sistemele de telealimentare a cablurilor telefonice un rol important revine protecției la supracurenți. Metodele cele mai utilizate folosesc siguranțe fuzibile care sînt robuste și au o mare siguranță în funcționare. Necesitatea de a putea regla valoarea supracurentului, precum și posibilitatea anclanșării imediate în cazul unei decuplări accidentale au făcut ca siguranțele fuzibile să nu mai corespundă. S-au realizat siguranțe electromecanice care au dezavantajul că pot să întrerupă puteri relativ mici și au viteză mică de acționare. Aplicarea tot mai intensă a siguranțelor elec-

tronice se bazează pe calitățile lor deosebite dintre care enumerăm: viteză mare de acționare, posibilități largi de reglare a supracurentului, putere mare de rupere în cazul folosirii dispozitivelor de comutare de putere ca tiristoare, triacuri etc.

1. Schema-bloc a echipamentului de protecție. Alegerea traductorului

Principiul de funcționare a echipamentului de protecție electronic este prezentat în figura 1. Traductorul de curent transmite un semnal dispozitivului de comandă a declanșării care, funcție de mărimea semnalului, comandă dispozitivul de acționare, care va decupla tensiunea de pe sarcină prin intermediul dispozitivului de conectare a sarcinii. Revenirea se face prin comandă manuală sau automată asupra dispozitivului de comandă a declanșării.

* Ing. Mihai Ilie Mircea este asistent la Universitatea din Craiova — Facultatea de electrotehnică, Catedra de automatizări și calculatoare.

Timpul de acționare depinde practic de traductorul de curent și de dispozitivul de conectare a sarcinii. Traductorul de curent constă dintr-o rezistență, tensiunea de la bornele ei comandă dispozitivul electronic. În cazul

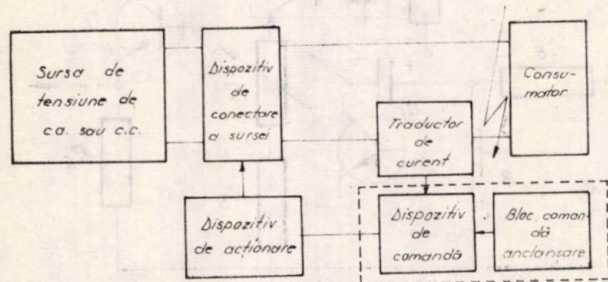


Fig. 1

utilizării tensiunilor mari în sarcină apare problema izolării electrice a traductorului de echipamentului de protecție. Aceasta se poate rezolva prin transmiterea optică a informației asupra mărimii curentului. Se poate utiliza un cuplaj optic (TIL 108-Texas Instruments) sau o diodă luminescentă — fibră optică — fotodiodă, pentru tensiuni mari (fig. 2 a, b). Timpul de acționare a traductorului este de 5 μ s, în cazul cuplajului optic TIL 108, ceea ce corespunde la o frecvență de 200 kHz [2].

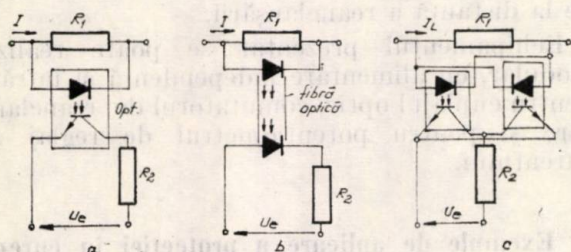


Fig. 2

La funcționarea în curent continuu dioda din cuplajul optic se conectează în paralel cu rezistența înseriată cu sarcina astfel încât căderea de tensiune la bornele rezistenței să comande dioda luminescentă. În cazul utilizării în curent alternativ se vor conecta în paralel două cuplaje optice, astfel că unul va acționa la o polaritate a curentului, iar celălalt la polaritatea opusă (fig. 2 c). Traductorul se poate folosi și la protecția la supratensiuni, în acest caz se va conecta în paralel cu consumatorul și înseriat cu o rezistență ce permite reglarea curentului la valoarea dorită. Pentru tensiuni alternative în sarcină mari se va introduce un divizor pentru protecția diodei luminescente la tensiunea inversă.

2. Dispozitivul de comandă a declanșării și blocul comandă anclanșare

Ca dispozitiv de comandă a declanșării se poate utiliza un circuit basculant asimetric (trigger Schmitt), reprezentat în figura 3. Funcționarea corectă a protecției este determinată de alegerea corespunzătoare a divizorului de la intrare. În figurile 4 a, b se reprezintă caracteristicile de intrare $I_1 = f(U_1)$ și caracteristica de transfer $U_2 = f(U_1)$.

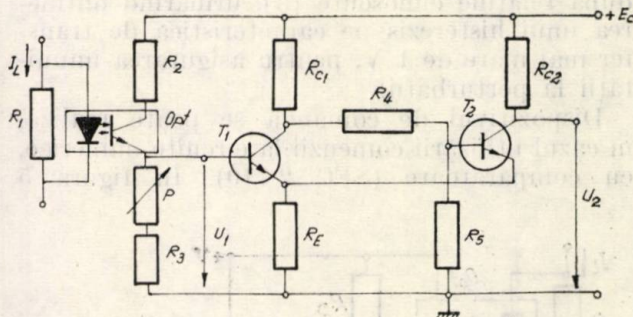


Fig. 3

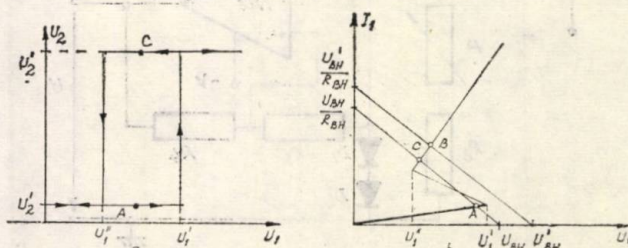


Fig. 4

Dacă se aplică teorema lui Thevenin între punctele B și N se obține :

$$U_{BN} = \frac{P + R_3}{P + R_3 + R_2 + R_{opt}} E_c ;$$

$$R_{BN} = \frac{(P + R_3)(R_2 + R_{opt})}{R_2 + R_3 + P + R_{opt}},$$

unde :

R_{opt} — reprezintă rezistența cuplajului optic ce depinde de iluminare, deci de curentul prin sarcină.

În circuitul de intrare se va obține :

$$U_{BN} = R_{BN}I_1 + U_1.$$

Aceasta corespunde la o dreaptă în planul $I_1 = f(U_1)$ ce pornește de la $U_1 = U_{BN}$ cu o înclinare $\tan \alpha = R_{BN}$. Dacă R_{opt} scade prin iluminare R_{BN} se modifică puțin, dar U_{BN} crește la valoarea U'_{BN} . Punctul de funcționare se mută din A în B și, deci, tensiunea de ieșire

comută în U_2'' . Dispozitivul comandă declanșarea, curentul scade și dreapta de polarizare revine la U_{BN} , dar punctul de funcționare rămâne în C , ieșirea fiind U_2'' . Revenirea în starea inițială se face prin aplicarea din exterior a unui impuls de tensiune de valoare mai mică decât U_1' . Deci, alegerea rezistențelor din divizorul de intrare se va face în așa fel ca tensiunea de intrare să fie cuprinsă între U_1' și U_1'' , iar punctul static de funcționare să fie în A sau C după declanșare.

Proiectarea triggerului Schmitt se va face după relațiile cunoscute [3], urmărind obținerea unui histerezis pe caracteristica de transfer mai mare de 1 V, pentru asigurarea imunității la perturbații.

Dispozitivul de comandă se poate realiza, în cazul utilizării comenzii la circuite numerice, cu comparatoare (SFC 2710). În figura 5

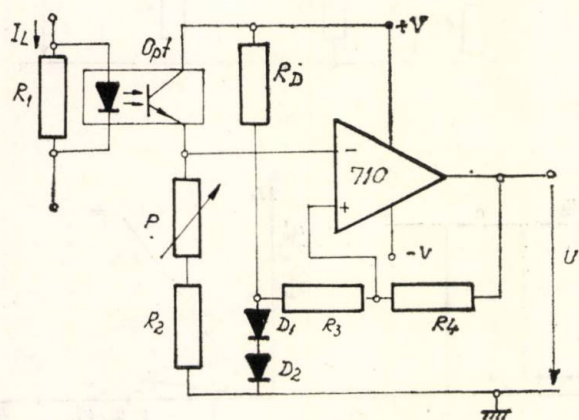


Fig. 5

este reprezentată schema circuitului cu histerezis realizat cu SFC 2710. Valoarea histerezisului este [6]:

$$U_H = \frac{R_3}{R_3 + R_4} [U_{OH} - U_{OL}].$$

Sursa de referință este dată de cele 2 diode D_1 , D_2 și poate fi aleasă la valoarea dorită înlocuind cele două diode cu o diodă zener. La ambele circuite se poate regla valoarea curentului de declanșare din potențiometrului P inseriați cu cuplajul optic.

Revenirea circuitului în stare inițială se poate face cu un buton ce scurtcircuitază baza lui T_1 la masă, dar acest sistem are dezavantajul că în caz că supracurentul se menține și butonul este acționat un timp mai îndelungat, protecția nu mai acționează. Pentru aceasta se preferă circuitul din figura 6, care prezintă o temporizare la reanclanșare ce se poate regla din R_8 și C_1 . În funcționare normală potențialul punctului A este mai mare decât potențialul

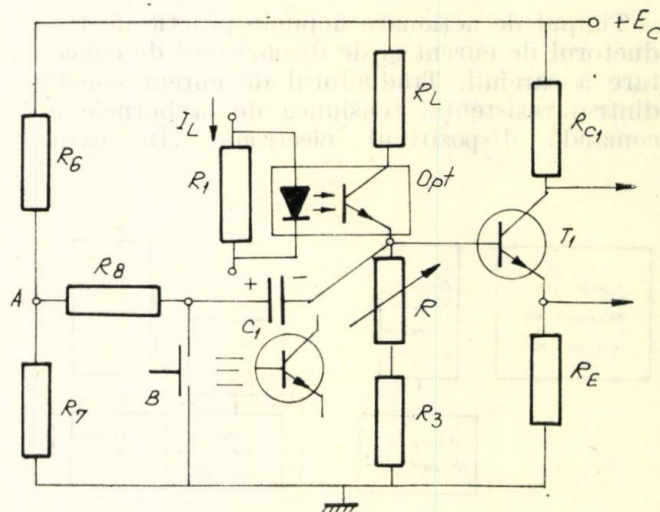


Fig. 6

bazei tranzistorului T_1 deci C_1 se încarcă cu polaritatea din figură având constanta de timp $\tau = R_8 C_1$. La acționarea butonului de anclanșare B condensatorul C_1 se descarcă, aplicând un impuls negativ pe baza lui T_1 care se va bloca. La o acționare mai îndelungată a butonului B , dacă supracurentul se menține, triggerul Schmitt comută din nou și nu va putea fi reanclanșat decât după ce se deconectează butonul B , care va permite încărcarea condensatorului C_1 . Butonul B se poate înlocui cu un comutator electronic cu tranzistor bipolar sau MOS, ceea ce oferă posibilitatea telecomenzii de la distanță a reanclanșării.

Echipamentul prezentat se poate realiza modular, cu alimentare independentă și intrări pentru cuplajul optic, comutatorul de reanclanșare și pentru potențiometrul de reglaj al curentului.

3. Exemple de aplicare a protecției în curent continuu și alternativ

Din cele prezentate anterior rezultă că la creșterea curentului în sarcină se va obține la ieșirea dispozitivului de comandă un salt de tensiune (nivel logic „1”) folosit la comanda decuplării sarcinii. În cazul conectării consumatorului printr-un contactor electromagnetic se poate utiliza un circuit simplu de acționare prin cuplarea la ieșire a unui tranzistor ce comandă un releu de mică putere care va întrerupe alimentarea contactorului. În acest caz timpul de acționare este mare și protecția se poate realiza și cu siguranță electromagnetică.

Utilizarea eficientă a echipamentului de protecție se face în cazul cuplării sarcinii prin contactoare statice sau în cazul surselor stabilizate, redresoarelor comandate, mutatoarelor de putere etc.

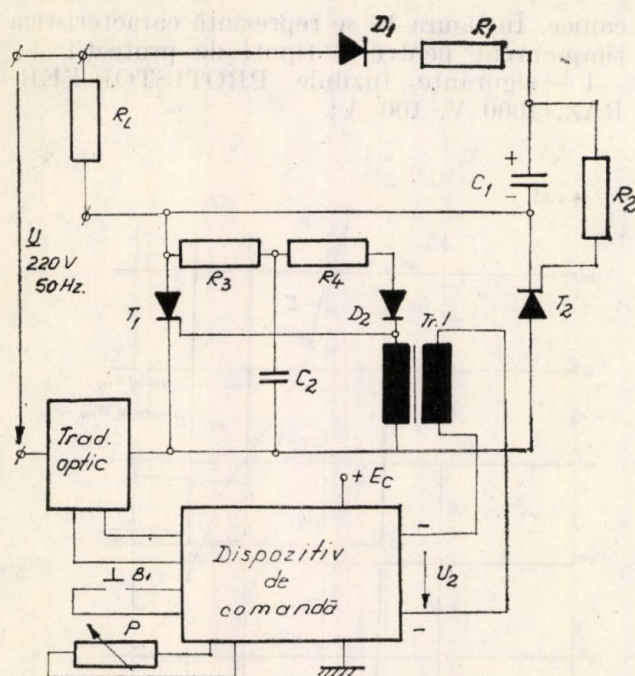


Fig. 7

Aplicarea protecției la contactoarele statice de curent alternativ se poate exemplifica pentru două tipuri:

— contactor static monofazat de tip închis-deschis (fig. 7);

— contactor static trifazat cu control de fază (fig. 8).

Contactorul static monofazat este de tipul cu comandă de subordonare [5, 7], iar protecția va acționa asupra reactanței saturabile a lui $Tr1$ [7]. Contactorul se poate comanda prin decuplarea protecției, în acest caz ieșirea dispozitivului de comandă are tensiunea U_2 , apropiată de zero, deci înfășurarea secundară a lui $Tr1$ va fi nesaturată. Aceasta face ca reactanța înfășurării să fie mare, iar în semialternanța pozitivă a tensiunii prin R_3 , R_4 se va injecta un curent de poartă suficient pentru amorsarea lui T_1 . În semialternanța negativă se va comanda T_2 , prin aplicarea potențialului de la bornele lui C_1 pe poarta lui T_2 . La creșterea curentului în sarcină, dispozitivul de comandă este comandat de traductorul optic; ieșirea lui devine $U_2 = E_c$, așa încît curentul ce trece prin înfășurarea primară a lui $Tr1$ va satura miezul, reactanța înfășurării secundare va scădea mult, scurtcircuitînd practic comanda pentru T_1 . Revenirea se face la decuplarea protecției. Dacă este necesar un curent mare în înfășurarea primară a lui $Tr1$ se poate conecta un etaj separator cu tranzistor. La un contactor static fără comandă de subordonare se pot conecta cele două înfășurări primare ale celor două transformatoare în serie sau în paralel la ieșirea dispozitivului de pro-

tecție. Ca dezavantaj se menționează faptul că în caz de scurtcircuit în sarcină, la începutul semialternanței, tiristorul care este în conducție va trebui să suporte supracurentul în timpul semialternanței respective. Problema este rezolvată în cazul sarcinilor inductive deoarece creșterea curentului este limitată de inductanță, iar pentru sarcinile rezistive se poate inseria o bobină de valoare mică pentru limitarea curentului într-o semialternanță.

Contactorul static trifazat cu control de fază (fig. 8) utilizează pentru comandă oscilatoare de relaxare cu TUJ (T_5), care vor fi comandate în momentul acționării protecției în sensul blocării lor. Pentru reglajul unghiului de fază se poate folosi o comandă manuală cu un potențiometrul P_2 ca în figură sau o comandă automată cu o tensiune continuă aplicată la ieșirea potențiometrului. Cele trei traductoare optice sînt conectate în paralel la intrarea dispozitivului de comandă astfel că depășirea curentului de linie pe oricare din faze va declanșa protecția. Dispozitivul de comandă va acționa asupra tranzistorului T_4 și asupra celorlalte

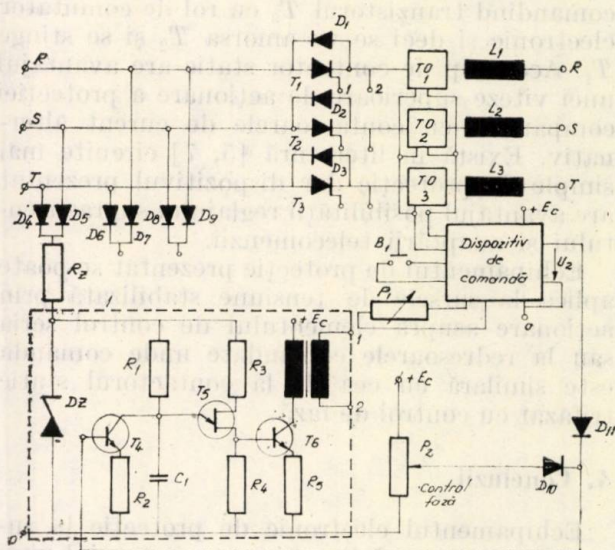


Fig. 8

tranzistoare de pe celelalte faze, care vor scurtcircuita condensatorul C_1 din oscilatorul cu TUJ , deci, tiristoarele nu vor mai primi comenzi. Schemele de comandă cu TUJ -uri se repetă identic pentru cele trei faze. Bobinele L_1 , L_2 , L_3 au rolul de a limita curentul pentru o semialternanță în caz de scurtcircuit în sarcină. În cazul acționării protecției reanșarea se poate face numai prin apăsarea butonului B_1 .

La utilizarea protecției la contactoarele statice de curent continuu aceasta va acționa prin conectarea tiristorului de stingere în cazul depășirii curentului limită (fig. 9). La apăsarea

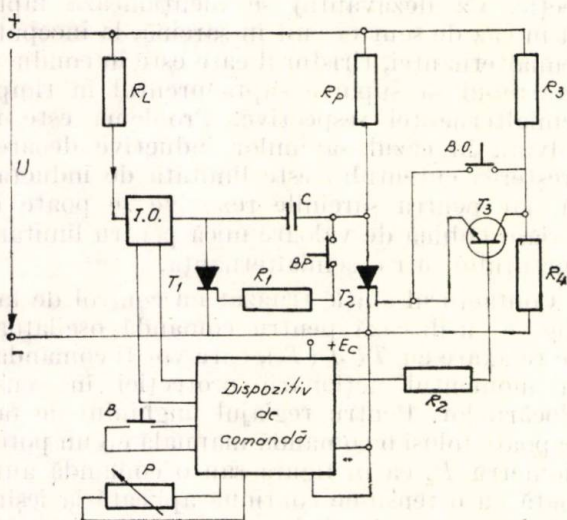


Fig. 9

butonului de pornire *BP* este conectată sarcina care va putea fi decuplată de protecție sau la apăsarea butonului de oprire *BO*. La creșterea curentului prin sarcină protecția acționează comandând tranzistorul T_3 cu rol de comutator electronic și deci se va amorsa T_2 și se stinge T_1 . Acest tip de contactor static are avantajul unei viteze superioare de acționare a protecției comparativ cu contactoarele de curent alternativ. Există în literatură [5, 7] circuite mai simple de protecție dar dispozitivul prezentat are avantajul posibilității reglajului supracurentului și adaptării telecomenzii.

Echipamentul de protecție prezentat se poate aplica la sursele de tensiune stabilizată prin acționare asupra elementului de control seria sau la redresoarele comandate unde comanda este similară cu cea de la contactorul static trifazat cu control de fază.

4. Concluzii

Echipamentul electronic de protecție la supracurenți cu cuplaje optice are avantajul unui timp mic de acționare, are o plajă mare de reglaj a supracurentului și posibilități largi de utilizare inclusiv în sisteme de reglare automată. Construcția se poate realiza modular cu tensiuni de alimentare diversificate. Se poate proiecta cu ușurință un sistem de reanclanșare automată de un număr de ori în caz de declanșare. Echipamentul se adaptează la sistemele numerice de comandă cu porți TTL.

Utilizarea contactoarelor statice cu protecție reglabilă este avantajoasă pentru mediile explozive deoarece nu apar scintei la conectare și deconectare, iar comanda de anclanșare este ușor de făcut prin telecomandă.

Timpul de declanșare al echipamentului electronic este inferior timpului de declanșare a siguranțelor fuzibile și siguranțelor electrome-

canice. În figura 10 se reprezintă caracteristica timp-curent pentru 3 tipuri de protecții:

1 — siguranțe fuzibile PROTISTOR-FER-RAZ, 1000 V, 100 A;

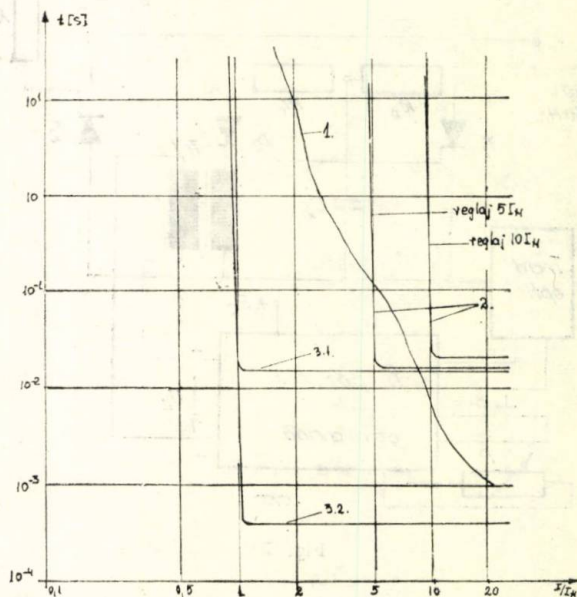


Fig. 10

2 — disjunctor de joasă tensiune R125-MERLIN GERIN—500 V, 125 A;

3 — siguranță electronică cu cuplaj optic echipată cu tiristor T 210 (IPRS)—1 000 V, 200 A în curent continuu;

— siguranță electronică, similară cu prima în curent alternativ.

Din figura 10 se observă că siguranțele fuzibile și cele electromecanice au timpi de declanșare reduși la curenți ce depășesc de 10 ori curenții nominali, iar siguranțele electronice au un prag de declanșare apropiat de curentul nominal (reglat). În curent alternativ performanțele siguranțelor electronice sînt comparabile cu cele ale disjunctoarelor rapide pe cînd în curent continuu viteza lor de acționare este mult mai mare. Aceasta se datorește faptului că în c.a. timpul de declanșare este determinat de tiristorul care conduce și nu poate fi stins (excepție face cazul stingerii forțate) pe cînd în c.c. timpul este determinat de timpul de acționare al echipamentului electronic ($< 30 \mu s$) și de timpul de revenire a tiristorului aflat în conducție ($< 300 \mu s$).

În tabelul comparativ 1 se analizează performanțele celor trei tipuri de protecții la diferite puteri.

La Universitatea Craiova, Catedra de Automatizări și calculatoare s-a realizat un contactor static trifazat cu control de fază și protecție cu cuplaj optic în cadrul unui proiect

Tabel comparativ 1

Siguranțe fuzibile PROTISTOR					Disjunctoare electromecanice MERLIN-GERIN				Siguranțe electronice	
Timpul, ms	$I = 2I_N$		$I = 10I_N$		$I = 2I_N$		$I = 10I_N$		c.a. $I = I_N$	c.c. $I = I_N$
	5A	100A	5A	100A	6A	125A	6A	125A		
	$100 \cdot 10^3$	$500 \cdot 10^3$	> 1	> 1	$10 \cdot 10^3$	$60 \cdot 10^3$	> 15	> 25	< 15	$< 0,4$

de diplomă. Cuplajul optic utilizat a fost un bec cu incandescență-fotodiodă cu care timpul de răspuns al echipamentului a fost mai mic de 5 ms.

Bibliografie

- [1] * * * Transistoren, Dioden, Leistungshalbleiter, Opto-Bauelemente. Catalog al firmei Texas Instruments 1972.
- [2] * * * Discrete produse. Opto-electronic. 5/72 Texas Instruments.

- [3] Goldenberg. Teoria și calculul circuitelor de impulsuri Editura tehnică, București 1974.
- [4] Constantin, P., Radu, O. Tranzistoare unijonctiune. Aplicații. București, Editura tehnică, 1976.
- [5] Ponner, I. Electronică industrială București, Editura tehnică, 1972
- [6] Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.
- [7] SCR manual. General electric 1975.
- [8] Ferraz-Protistor. Cartouches porte-fusibles a très haut pouvoir de coupure.
- [9] Merlin Gerin. Catalogue B. Appareillage électrique de haute et basse tensions.

CZ 621.386

CIRCUIT BASCULANT
MEMORAREA STĂRII
REGIMULUI DE LUCRU

Circuit basculant cu N stări stabile și ieșiri decodificate

E. PETRIU, I. NAFORNIȚĂ* — Timișoara

Introducere

Alături de schemele logice binare, un anumit interes au prezentat și schemele logice ternare. [1, 4, 8]. Dacă în circuitele logice binare memorarea informației se face în binecunoscutul circuit basculant bistabil, în circuitele logice ternare memorarea informației se face în circuite basculante tristabile. Există două tipuri de circuite basculante tristabile: circuite pentru memorarea informației ternare codate în amplitudine (valoarea semnalului ternar fiind caracterizată prin unul din trei nivele posibile de tensiune) [1] și respectiv circuite având informația decodificată la ieșiri (fiecărei stări asociindu-i-se o ieșire distinctă, ce este selectată când circuitul se află în acea stare [5].

Circuitele basculante cu mai multe stări și-au găsit utilizarea în: schemele de comparare secvențială a două numere binare, dispozitivele aritmetice ternare, schemele de determinare a polarității sau în sistemele de comutare senzorială („touch-control”).

În lucrare se propune schema și se analizează comportarea unui circuit logic secvențial generalizat cu N stări stabile, de tipul cu informație decodificată la ieșiri.

* Dr. ing. Petriu, E. și ing. Naforniță, I. sint cadre didactice la Catedra de electronică, automatică și măsurări a Inst. politehnic-Timișoara.

Circuitul basculant cu N stări stabile

Din punct de vedere al prezentării informației la ieșire, circuitul basculant cu N stări stabile este echivalent cu numărătorul ciclic [6]. Corespunzător celor N stări posibile, circuitul are N ieșiri distincte din care una singură este selectată la un moment dat.

În figura 1 se prezintă schema cu circuite SI-NU pentru circuitul basculant cu N stări, schemă obținută prin generalizarea schemei „triflop” [5].

Circuitul are N intrări de comandă: $S_1, S_2, \dots, S_N$ și N ieșiri: $Q_1, Q_2, \dots, Q_N$. În stare de repaus la toate intrările de comandă se menține nivelul logic H . Circuitul basculant N -stabil constă din N porți SI-NU având fiecare $2N-2$ intrări.

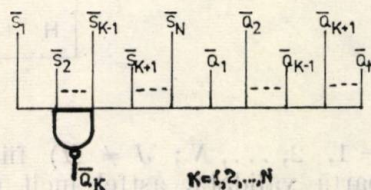


Fig. 1

Dacă circuitul se află într-o stare oarecare Q_K , această ieșire este la nivelul logic L , iar toate celelalte ieșiri au nivelul logic H (este

selectată doar ieșirea Q_K). În stare de repaus, cind toate intrările de comandă $S_J (J = 1, 2, \dots, N)$ sînt la nivel logic H , nivelul L de la ieșirea selectată Q_K , ce se aplică prin reacție la fiecare dintre cele $N-1$ porți $Q_J (J \neq K)$, asigură invalidarea acestor porți astfel încît acestea își mențin la ieșiri nivelul logic H .

Deoarece toate cele $N-1$ semnale $Q_J (J \neq K)$ de valoare logică H se aplică porții K , care are H și la intrările de comandă, această poartă este singura validată și ieșirea se menține la nivelul logic L . Deci, dacă intrările de comandă sînt în repaus, circuitul se menține prin reacție în starea stabilă $Q_J = H (J = 1, 2, \dots, N; J \neq K)$ și $Q_K = L$.

Pentru bascularea circuitului în starea $Q_M = L$, $Q_J = H (J = 1, 2, \dots, N; J \neq M)$ este necesar să se aplice un semnal logic L la intrarea de comandă S_M , toate celelalte $N-1$ intrări de comandă rămînd la valoarea H . Astfel, indiferent de starea anterioară a circuitului, toate cele $N-1$ porți la care se aplică această intrare sînt invalidate și au ieșirile $Q_J = H (J = 1, 2, \dots, N; J \neq M)$. Poarta M , care este singura la care nu se aplică semnalul S_M , are ca urmare toate intrările în starea H : $Q_J = H (J = 1, 2, \dots, N; J \neq M)$ și $S_J =$

mandă S_M la valoarea de repaus H , prin mecanismul de reacție pozitivă descris mai înainte, circuitul se menține în starea $Q_M = L$ și $Q_J = H (J = 1, 2, \dots, N; J \neq M)$.

Funcționarea circuitului basculant N -stabil poate fi rezumată prin tabelul de tranziții [7] din figura 2.

Corespunzător rezultă ecuațiile circuitului basculant N stabil:

$$Q'_K = S_K + Q_K \cdot \prod_{J=1}^N S_J; (K = 1, 2, \dots, N) \quad (1)$$

$$S_I \cdot \prod_{J=1}^P S_J = 0; (I = 1, 2, \dots, N; J \neq I)$$

$$P = 1, 2, \dots, N - 1). \quad (2)$$

A doua ecuație indică faptul că la un moment dat cel mult o singură intrare de comandă poate fi acționată.

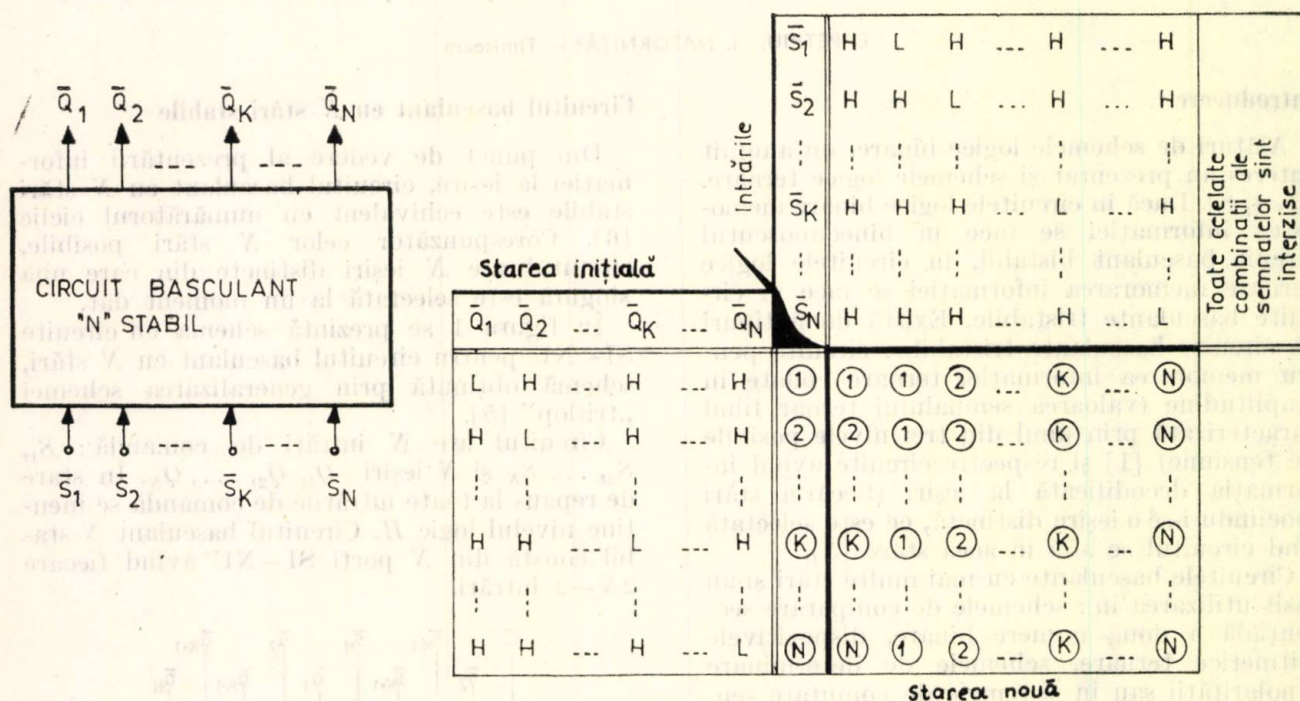


Fig. 2

$= H (J = 1, 2, \dots, N; J \neq M)$ fiind deci singura poartă validată, astfel încît $Q_M = L$. Se poate vedea imediat că durata de aplicare a nivelului logic L la intrarea de comandă trebuie să fie egală cel puțin cu suma întârzierilor a două porți. După revenirea intrării de co-

Cazuri particulare

Dacă $N = 2$ se regăsește binecunoscuta schemă a circuitului basculant bistabil (fig. 2a).

Dacă $N = 3$ se regăsește schema „tri-flop”-ului [5] (fig. 3b).

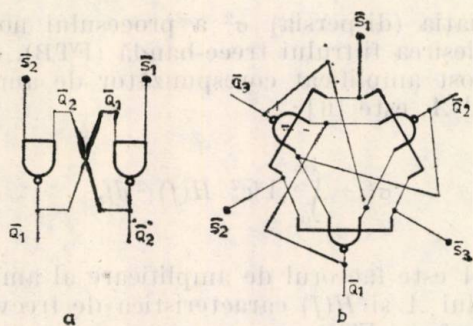


Fig. 3

Concluzii

Circuitul basculant prezentat în lucrare reprezintă o generalizare a circuitelor basculante bi- și tristabile cunoscute din literatură, având informația decodificată la ieșiri. Circuitul basculant permite memorarea a N stări distincte, fiecare stare fiind semnalizată prin validarea unei anumite ieșiri dintre cele N existente.

Circuitul basculant N -stabil poate fi trecut direct dintr-o stare în oricare alta, fără a mai fi necesară parcurgerea întregii secvențe dintre starea inițială și cea finală (ca în cazul număratorului ciclic).

Un astfel de circuit basculant, cu 3 stări, a fost utilizat de autori pentru memorarea stării curente a regimului de lucru („în gol”, „normal” și „scurtcircuit”) a unei instalații de electroeroziune lucrând în impuls. Natura regimului este determinată de amplitudinea impulsurilor, existind două valori de prag pentru stabilirea celor trei clase ale impulsurilor corespunzătoare celor trei regimuri de lucru.

Bibliografie

- [1] Lupu, C.S. Proiectarea automatelor finite în logică ternară, In: E.E.A. — Automatica și electronica, vol. 18, nr. 4—5/1974, p. 187—196.
- [2] Howden, P.F. Weigh-counting technique is faster than binary. In: Electronics, nov. 27, 1975, p. 121—122.
- [3] Codou, Ziserman Fonctions ternaires: étude théorique et technologique d'ensembles complets. In: Electronique et microelectronique industrielle, No. 141, 1971.
- [4] Yoeli, M.N. A Cyclic Algebra for the Synthesis of Ternary Digital Systems. In: IEEE Transactions on computers, july 1970, p. 651—653.
- [5] * * * Tri-flop. In: Electronique et microelectronique industrielle No. 170, 1973, p. 91.
- [6] Yaohan Chu. Bazele proiectării calculatoarelor numerice, București, Editura tehnică, 1969.
- [7] Pop, V., Popovici, V. Circuite de comutare aplicate în calculatoarele electronice, Timișoara, Ed. Facla, 1976.
- [8] Toma, C.I. Sumator binar cu evitarea transportului folosind reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă. In: E.E.A. — Automatica și electronica, vol. 22, nr. 4/1978, p. 147—152.

CZ 621.391.822

TRANZISTOARE BIPOLARE
ANALIZOR DE ZGOMOT
PROIECTARE

Analizor de zgomot pentru tranzistoare

VALERIU TUDOR* — București

Introducere

Tranzistoarele reale, zgomotoase, se pot caracteriza cu ajutorul a două surse echivalente de zgomot [1, 2], una de tensiune $\bar{e}_n$ și cealaltă de curent $\bar{i}_n$, în tandem cu tranzistorul presupus ideal, nezmotos, ca în figura 1.

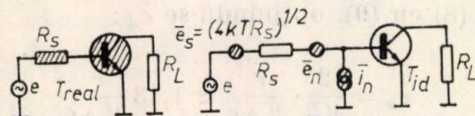


Fig. 1. Caracterizarea tranzistoarelor reale (zgomotoase) cu ajutorul a două surse echivalente de zgomot $\bar{e}_n$ și $\bar{i}_n$ în tandem cu tranzistorul ideal (nezmotos).

Aceste surse sînt echivalente (ca efect în sarcina R_L) la intrarea tranzistorului ideal, T_{id} , tuturor surselor interne, naturale de zgomot

ale tranzistorului real, T_{real} ; despre trecerea surselor de zgomot dintr-o parte a unei rețele electrice în alta, păstrînd un efect echivalent într-o anumită latură a rețelei (în speță la cuadripolii activi în rezistența de sarcină R_L) se ocupă pe larg lucrarea [5].

Schema echivalentă din figura 1 este valabilă de la foarte joasă frecvență pînă la frecvențe de ordinul $f_T/\sqrt{\beta}$ (f_T și β fiind frecvența de tranziție și respectiv factorul de amplificare în curent la semnal mic și joasă frecvență pentru tranzistorul analizat), limită după care apare o imitație de corelație între sursele $\bar{e}_n$ și $\bar{i}_n$ [1], [3].

Prin $\bar{e}_n$ și $\bar{i}_n$ se reprezintă rădăcina patrată a varianțelor (dispersiilor) $\bar{e}_n^2$, $\bar{i}_n^2$ aferente proceselor aleatoare (zgomotelor) notate simbolic cu e_n respectiv i_n pentru o bandă de frecvență echivalentă de zgomot $\Delta f = f_2 - f_1$ Hz. În cazul proceselor aleatoare staționare și ergodice, cum e și cazul zgomotelor generate

* Tudor, V. este inginer la I.C.I.T.-București.

de dispozitivele semiconductoare, $\bar{e}_n$ și $\bar{i}_n$, corespund valorilor medii efective ale tensiunii de zgomot, respectiv curentului de zgomot. Dacă $\Delta f = 1$ Hz valorile $\bar{e}_n$, $\bar{i}_n$ devin densități echivalente spectrale de zgomot la intrare de tensiune respectiv de curent.

1. Analizorul de zgomot

Cu ajutorul analizorului de zgomot realizat se pot măsura direct densitățile spectrale $\bar{e}_n$ și $\bar{i}_n$, care caracterizează exclusiv dispozitivul de amplificare, spre deosebire de factorul de zgomot F al dispozitivului de amplificare care depinde și de valoarea rezistenței sursei de semnal [3, 4].

Tensiunea echivalentă totală de zgomot, $\bar{e}_{nt}$, la intrarea dispozitivului ideal, T_{id} , rezultă din :

$$\bar{e}_{nt}^2 = 4kTR_s + \bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2 R_s^2, \quad (1)$$

unde $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W.s/}^\circ\text{K}$ este constanta lui Boltzmann, $T, ^\circ\text{K} \approx 273 + t, ^\circ\text{C}$ este temperatura absolută în grade Kelvin și $\Delta f = 1$ Hz.

Se observă că :

$$\lim_{R_s \rightarrow 0} \bar{e}_{nt}^2 = \bar{e}_n^2, \quad (2)$$

$$\lim_{R_s \rightarrow \infty} \bar{e}_{nt}^2 \rightarrow \bar{i}_n^2 R_s^2. \quad (3)$$

Prin urmare, principiul de funcționare a analizorului conform relațiilor (2) și (3) este următorul : dispozitivului de testat DT i se asigură la intrare condiția de „scurtcircuit” ($R_s \rightarrow 0$) sau circuit în gol ($R \rightarrow \infty_s$) pentru a măsura $\bar{e}_n$ respectiv $\bar{i}_n$, la o anumită frecvență f_0 , $f_1 < f_0 < f_2$.

Mai dificil de realizat fiind condiția (3), pentru o valoare finită R_s rezultă :

$$\bar{i}_n^2 = (\bar{e}_{nt}^2 - 4kTR_s - \bar{e}_n^2)/R_s^2, \quad (4)$$

sau cînd R_s este înlocuită cu o reactanță pură X , cu condiția firească $|X| \rightarrow \infty$, relația (4) devine :

$$\bar{i}_n^2 = (\bar{e}_{nt}^2 - e_n^2)/|X|^2. \quad (4')$$

În afara acestei discriminări analizorul asigură, de asemenea, prelucrările ulterioare ale zgomotelor e_n și i_n așa cum se vede din figura 2 pentru cazul măsurării densității spectrale $\bar{e}_n$.

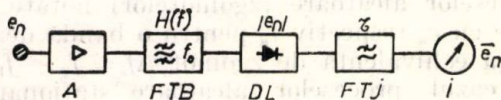


Fig. 2. Schema-bloc funcțională a analizorului de zgomot.

Variația (dispersia) σ^2 a procesului normal de la ieșirea filtrului trece-bandă (FTB), după ce a fost amplificat corespunzător de amplificatorul A , este [6] :

$$\sigma^2 = \int_0^\infty A^2 \bar{e}_n^2 |H(f)|^2 df, \quad (5)$$

unde A este factorul de amplificare al amplificatorului A și $H(f)$ caracteristica de frecvență de transfer a FTB.

Banda echivalentă de zgomot Δf a analizorului (fiind practic impusă de FTB) este :

$$\Delta f = \int_0^\infty [|H(f)|^2 / |H(f_0)|] df, \quad (6)$$

f_0 fiind frecvența de analiză aleasă în banda de trecere a FTB.

Deviația standard σ se obține din (5), ținînd seama că $A = \text{constant}$, $\bar{e}_n^2 = \text{constant}$, $f_1 < f_0 < f_2$:

$$\sigma = A |H(f_0)| \sqrt{\Delta f} \bar{e}_n. \quad (7)$$

Componenta medie I_{e_n} a zgomotului la ieșirea detectorului linear DL , dublă alternanță, se obține avînd în vedere că funcția de transfer a DL este funcția modul [6] :

$$I_{e_n} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma = \sqrt{\frac{2}{\pi}} A |H(f_0)| \sqrt{\Delta f} \bar{e}_n. \quad (8)$$

Dacă s-ar substitui sursa de zgomot e_n de la intrarea lanțului din figura 2 cu o sursă de tensiune sinusoidală de frecvență f_0 și valoare efectivă e , componenta medie I_e a semnelui de la ieșirea DL ar fi :

$$I_e = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} A |H(f_0)| e. \quad (9)$$

Pentru calibrarea instrumentului I (în valori medii efective $\sqrt{\text{Hz}}$ ale densității $\bar{e}_n$) se egalează (8) cu (9), obținîndu-se $\bar{e}_n$:

$$\bar{e}_n = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e}{\sqrt{\Delta f}} \approx 1,13 \frac{e}{\sqrt{\Delta f}}. \quad (10)$$

Din (10) rezultă necesitatea cunoașterii benzii echivalente de zgomot (Δf) pentru efectuarea calibrării.

FTB utilizat cu banda la 3 dB, $(\Delta f)_{3\text{dB}}$ și funcția de transfer, $H(f)$, de gradul 2 :

$$H(f) = \frac{(\Delta f)_{3\text{dB}} (2\pi j f)}{(2\pi j f)^2 + (\Delta f)_{3\text{dB}} (2\pi j f) + f_0^2}, \quad (11)$$

cu $j = \sqrt{-1}$, are banda echivalentă de zgomot conform (6), [7]:

$$\Delta f = (\Delta f)_{3dB} \arctg \sqrt{4Q^2 - 1} \approx \frac{\pi}{2} (\Delta f)_{3dB}. \quad (12)$$

Aproximația din relația (12) este valabilă dacă factorul de calitate $Q = [f_0/(\Delta f)_{3dB}] \gg 1/2$.

Constanta de mediere τ a filtrului trece-jos (FTJ) care se intercalează între DL și instrumentul I , trebuie să fie suficient de mare încât eroarea ε , reprezentând raportul dintre valoarea medie pătratică a fluctuațiilor instrumentului către valoarea medie a indicației [1]:

$$\varepsilon = 1/\sqrt{2\tau\Delta f}, \quad (13)$$

să se încadreze în precizia de măsură.

Schema-bloc funcțională a amplificatorului A este dată în figura 3 cu evidențierea conectării DT în lanțul de amplificare.

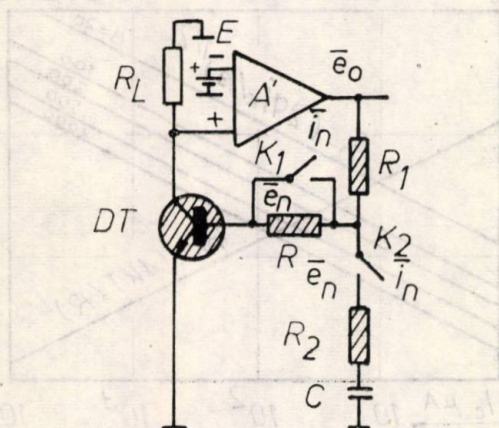


Fig. 3. Schema-bloc funcțională a amplificatorului de intrare al analizorului.

Cînd se măsoară densitatea i_n (condiția de circuit „în gol” la intrarea DT) întrerupătoarele K_1, K_2 sînt deschise; cînd se măsoară densitatea $\bar{e}_n$ (condiția de „scurtcircuit” la intrarea DT) întrerupătoarele K_1, K_2 sînt închise. În ambele cazuri, așa cum se observă din figura 3, DT rămîne în bucla de reacție negativă globală a amplificatorului A format din amplificatorul operațional A' și DT . Ținînd seama că în ambele cazuri adîncimea de reacție se alege suficient de mare la frecvențele luate în considerație în banda Δf (și cu atît mai mult în curent continuu), se pot evidenția următoarele două calități pentru schema aleasă a amplificatorului A :

— variația factorului de amplificare A a amplificatorului de intrare A depinde într-o foarte mică măsură de dispersia parametrilor dinamici ai DT , valoarea amplificării fiind

fixată de elementele pasive rezistive din bucla de reacție;

— odată fixat curentul de colector al dispozitivului de testat la valoarea E/R_L (fig. 3) acesta rămîne constant indiferent de DT de același tip pnp sau nnp . S-a insistat pe păstrarea constantă a curentului de colector $I_C \approx I_E$ (cu o eroare de $\frac{100}{\beta} \%$) întrucît parametrii

de zgomot $\bar{e}_n$ și i_n , așa cum se știe, sînt puternic dependenți de I_C , putîndu-se astfel efectua sortări de DT la același curent de colector.

Valoarea efectivă medie $\bar{e}_0$ a zgomotului de la ieșirea amplificatorului A , în banda de frecvență Δf , depinde în anumite condiții, care vor fi arătate în cele ce urmează, numai de DT .

Considerațiile de proiectare ale amplificatorului A sînt impuse, în principal, de discriminarea pe care trebuie s-o realizeze între sursele de zgomot e_n și i_n .

Comportarea teoretică (și practică cu foarte bună aproximație) a densității spectrale $\bar{e}_n$ pentru tranzistoare bipolare are alura asimptotică din figura 4.

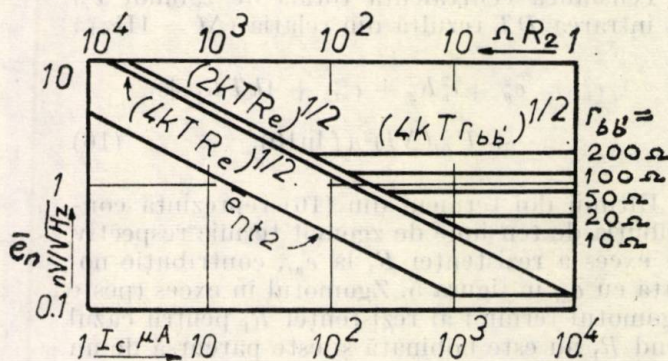


Fig. 4. Dependenta $\bar{e}_n = f(I_C)$ și valoarea necesară pentru R_2 ($\varepsilon = 5\%$).

și expresia la $t = 25^\circ\text{C}$:

$$\begin{aligned} \bar{e}_n [\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}] &= \sqrt{4kT(r_{bb'}[\Omega] + 13/I_E[\text{mA}])} = \\ &= \sqrt{4kT(r_{bb'} + R_e/2)}, \end{aligned} \quad (14)$$

unde $r_{bb'}$ este rezistența intrinsecă a bazei tranzistorului și I_E curentul său de emitor. În aceeași figură este reprezentată și densitatea spectrală a zgomotului termic, $e_{nt2} = \sqrt{4kTR_2}$, a rezistenței R_2 care ar urma să realizeze condiția de „scurtcircuit” la intrarea DT ; funcție de eroarea de măsură ε care se admite față de situația ideală $R_2 = 0$, se determină R_2 (cu condiția $R_2 \ll R_1$):

$$R_2 \approx 2\varepsilon(r_{bb'} + 13/I_E). \quad (15)$$

În figura 4 este reprezentată valoarea necesară pentru R_2 corespunzător unei erori $\varepsilon = 5\%$.

Schema echivalentă de zgomot a amplificatorului A pentru cazul determinării densității $\bar{e}_n$ este dată în figura 5.

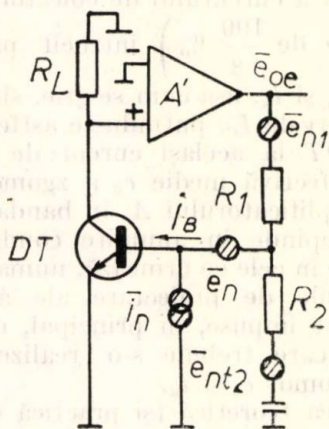


fig. 5. Schema echivalentă de zgomot a amplificatorului de intrare pentru cazul determinării lui $\bar{e}_n$.

Tensiunea echivalentă totală de zgomot $\bar{e}_{nt}$ la intrarea DT rezultă din relația ($\Delta f = 1\text{ Hz}$):

$$\bar{e}_{nt}^2 = \bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2 R_1^2 + \bar{e}_{nt2}^2 + 4kTR_1 + U_{R1}^2 (NI)^2 / (f \ln 10). \quad (16)$$

Ultimii doi termeni din (16) reprezintă contribuția de tensiune de zgomot termic respectiv în exces a rezistenței R_1 la $\bar{e}_{nt}$, contribuție notată cu $\bar{e}_{n1}$ în figura 5. Zgomotul în exces (peste zgomotul termic) al rezistenței R_1 pentru cazul cînd R_1 nu este bobinată și este parcursă de un curent $I = U_{R1}/R_1$ este constant în orice decadă de frecvență [2] și se caracterizează cu ajutorul indicelui de zgomot (NI) [$\mu\text{V/V}$]; tensiunea suplimentară de zgomot, $\bar{e}_{supl}$, se calculează cu relația:

$$\bar{e}_{supl} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} [U_{R1}^2 (NI)^2 / (f \ln 10)] df} = U_{R1} (NI) \sqrt{\log(f_2/f_1)}. \quad (17)$$

Tensiunea medie efectivă la ieșirea amplificatorului, $\bar{e}_{oe}$, $\Delta f = 1\text{ Hz}$, este proporțională cu $\bar{e}_n$:

$$\bar{e}_{oe} \approx (R_1/R_2) \bar{e}_n, \quad (18)$$

dacă sînt îndeplinite condițiile:

$$R_2 \ll R_1; R_2 \ll \bar{e}_n/\bar{i}_n; \bar{e}_n \ll \bar{e}_{nt2} = \sqrt{4kTR_2}, \quad (19)$$

$$\frac{U_{R1}^2 (NI)^2}{f \ln 10} \cdot \frac{R_2^2}{R_1^2} \ll \bar{e}_{nt2}^2. \quad (20)$$

O valoare de 1 ohm pentru R_2 acoperă cu prisosință condițiile (18) pentru cazurile practice; din (20) rezultă frecvența de analiză f , indicele de zgomot maxim $(NI)_{\max}$ al rezistenței R_1 și căderea de tensiune U_{R1} pe R_1 .

Limita inferioară a densității spectrale de curent $\bar{i}_n$ a tranzistoarelor bipolare are expresia:

$$\bar{i}_n [A/\sqrt{\text{Hz}}] = \sqrt{2q [C] I_B [A]}, \quad (21)$$

unde $q = 1,59 \cdot 10^{-19}\text{ C}$ este sarcina electronului, iar I_B este curentul de bază al tranzistorului. Relația (21) aproximează foarte bine valoarea densității spectrale $\bar{i}_n$ la frecvențe medii unde spectrul zgomotului este plat; în domeniul frecvențelor joase ($f < 10\text{ KHz}$) apar componente suplimentare de zgomot de curent care au densitățile de tipul $1/f^\alpha$, ($\alpha \approx 1$) și $(1 + Kf^2)^{-1}$ K fiind o constantă de material [1, 2].

Comportarea curentului de zgomot conform relației (21) are alura din figura 6.

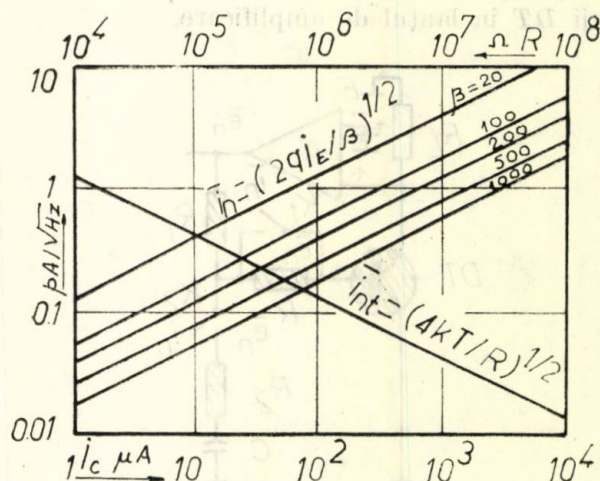


Fig. 6. Dependenta $\bar{i}_n = f(I_c)$ și densitatea spectrală $\bar{i}_{nt}$ a zgomotului termic a rezistenței R , $\bar{i}_{nt} = f(R)$.

În aceeași figură este reprezentată și densitatea de curent de zgomot termic $\bar{i}_{nt} = \sqrt{4kT/R}$ a rezistenței R , care ar urma să fie inseriată cu intrarea DT pentru a simula condiția de „în gol” la intrare. Funcție de eroarea de măsură ε , care se admite față de situația ideală $R \rightarrow \infty$, rezultă valoarea rezistenței R ($R_1 \ll R$):

$$R \approx kT/(\varepsilon q I_B). \quad (22)$$

Schema echivalentă de zgomot a amplificatorului A pentru cazul determinării densității $\bar{i}_n$ este dată în figura 7.

Curentul echivalent total de zgomot la intrarea DT , $\bar{i}_{ni}$, rezultă din relația ($\Delta f = 1\text{ Hz}$):

$$\bar{i}_{ni}^2 = \bar{i}_n^2 + \bar{e}_n^2/R^2 \times 4kTR + U_{R1}^2 (NI)^2 / (R^2 f \ln 10). \quad (23)$$

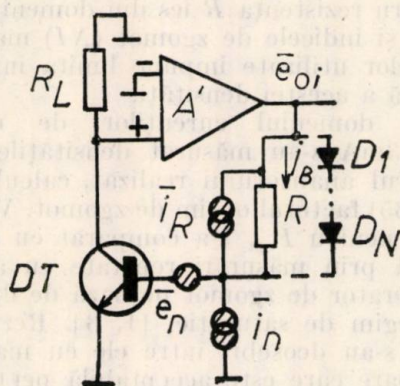


Fig. 7. Schema echivalentă de zgomot a amplificatorului de intrare pentru cazul determinării lui i_n .

Ultimii doi termeni din relația (23) reprezintă contribuția de curent de zgomot termic și în exces a rezistenței R , notată cu i_R în figura 7. (NI) și U_R reprezintă indicele de zgomot al rezistenței R , respectiv căderea de tensiune continuă pe rezistența R .

Pentru ca $i_{ni} \approx i_n$ trebuie îndeplinită condiția :

$$i_n^2 \gg \bar{e}_n^2/R^2 + 4kT/R + U_R^2(NI)^2/(R^2 f \ln 10), \quad (24)$$

din care rezultă valori destul de mari pentru rezistența R așa cum se vede din figura 6 pentru îndeplinirea fie și numai a condiției parțiale $i_n \gg \sqrt{4kT/R}$.

Ultimul termen din (24) impune frecvența de analiză pentru ca zgomotul în exces de tip $1/f$ al rezistenței R să fie neglijabil.

Pentru a evita rezistențe R de valori foarte mari și cu proprietăți severe în ceea ce privește indicele de zgomot NI se poate înlocui rezistența R cu N diode identice în conducție directă conectate în serie (fig. 7). Diodele fiind parcurse de aceeași componentă continuă I_B , iar trecerile purtătorilor peste barierele de potențial ale fiecărei diode fiind evenimente independente statistic rezultă un curent de zgomot total al dipolului echivalent de $\sqrt{N}$ ori mai mic decât i_n , iar conductanța echivalentă de N ori mai mică decât conductanța g a unei singure diode [5].

Densitatea spectrală a curentului de zgomot i_{nD} a unei singure diode și conductanța g la un curent I_B prin diodă rezultă din :

$$i_{nD}^2 = 2qI_{invD} \frac{I_B + 2I_{invD}}{I_B + I_{invD}}, \quad (25)$$

$$g = \frac{q(I_{Dinv} + I_B)}{kT}, \quad (26)$$

unde I_{invD} este curentul invers al diodei presupus constant.

Densitatea spectrală de curent a dipolului echivalent i_{nDe} și conductanța echivalentă a acestuia g_{De} rezultă așa cum s-a arătat :

$$i_{nDe}^2 = i_{nD}^2/N, \quad (27)$$

$$g_{De} = g/N. \quad (28)$$

Pentru ca i_{nDe} să fie neglijabil față de i_n dat de relația (21), rezultă inegalitatea :

$$\frac{I_B}{I_{invD}} \gg \frac{(I_B/I_{invD}) + 2}{(I_B/I_{invD}) + 1} \cdot \frac{1}{N}. \quad (29)$$

Ținând seama de relația (22) rezultă :

$$(N/g) \approx kT/(\varepsilon q I_B). \quad (30)$$

Valoarea lui N care se alege este cea mai mare valoare întreagă care rezultă din satisfacerea simultană a relațiilor (29) și (30). Ca orientare generală rezultă că I_{invD} trebuie să fie comparabil cu I_{Bmin} și, de regulă, cât mai mic.

Revenind la determinarea lui i_n , în cazul când inegalitatea (24) este satisfăcută (cu rezistență R sau N diode inseriate), rezultă tensiunea $\bar{e}_{oi}$ la ieșirea amplificatorului A :

$$\bar{e}_{oi} \approx R i_n \quad (31)$$

$$\bar{e}_{oi} \approx (N/g) i_n. \quad (32)$$

Precizia de măsură a analizorului mai este influențată și de alți factori cum ar fi :

— dinamica DL pentru distribuții normale probabilitatea ca valorile instantanee să depășească de 3,3i ori valoarea deviației standard este mai mică de 0,1% prin urmare, o dinamică de 3 ori valoarea de capăt de scală a instrumentului I este suficientă [2];

— raportul dintre banda de trecere a DL și Δf (banda echivalentă de zgomot) trebuie să fie cât mai mare; un raport de 10 asigură o precizie de -4,4%;

— zgomotul amplificatorului A' care urmează DT trebuie să fie neglijabil cu cel al DT multiplicat cu factorul propriu de amplificare. Presupunând că A' este realizat tot pe bază de tranzistoare, bipolare îndeplinirea acestei condiții este sinonimă cu :

$$I_c \gg 10 I_B(A'), \quad (33)$$

unde I_c este curentul de colector al DT , iar $I_B(A')$ este curentul de bază al primului tranzistor, care succede DT , din amplificatorul A' .

Această primă limită impusă lui $I_B(A')$ poate fi încă micșorată pentru ca zgomotul în exces de joasă frecvență al amplificatorului A' să fie neglijabil la frecvența de analiză f_0 sau se selectează un amplificator operațional A' , care îndeplinește această condiție. Cunoscându-se $\bar{i}_n$ și $\bar{e}_n$ se pot calcula factorul de zgomot F pentru orice valoare a rezistenței sursei R_S , factorul optim de zgomot F_{opt} și rezistența sursei de semnal R_{Sopt} la care se obține F_{opt} :

$$F = 1 + (\bar{e}_n^2/R_S + \bar{i}_n^2 R_S)/(4kT), \quad (34)$$

$$F_{opt} = 1 + \bar{e}_n \bar{i}_n / (2kT), \quad (35)$$

$$R_{Sopt} = \bar{e}_n / \bar{i}_n. \quad (36)$$

2. Concluzii

Analizorul de zgomot lucrează pe o frecvență fixă (f_0) în domeniul frecvențelor medii, frecvență funcție de FTB utilizat. Așa cum reiese din articol la această frecvență de analiză zgomotul $1/f$ al rezistențelor din bucla de reacție negativă trebuie să fie neglijabil față de zgomotul lor termic. În cazul măsurării densității $\bar{e}_n$ rezistențele (R_1, R_2) din bucla de reacție au valori cuprinse în domeniul uzual a celor de tip bobinat care au indicii de zgomot foarte mic. Problema apare însă la măsurarea densității spectrale de curent ($\bar{i}_n$) când valorile nece-

sare pentru rezistența R ies din domeniul celor bobinate și indicii de zgomot (NI) maxim al rezistențelor utilizate impune limita inferioară de măsură a acestei densități.

Pentru domeniul curenților de colector $30 \mu A - 3mA$ s-au măsurat densitățile $\bar{e}_n$ și $\bar{i}_n$ cu ajutorul analizorului realizat, calculându-se apoi cu (35) factorul optim de zgomot. Valoarea obținută pentru F_{opt} s-a comparat cu cea determinată prin măsurări repetate cu ajutorul unui generator de zgomot pe bază de diodă cu vid în regim de saturație, [1, 3]. Rezultatele obținute s-au deosebit între ele cu maximum 15%, eroare care este acceptabilă pentru măsurări de zgomote.

Bibliografie

- [1] Aldert van der Ziel. Noise, sources, characterization, measurement. Prentice — Hall Inc. Englewood Cliffs, N.J., 1970.
- [2] Motchenbacher, C.D., Fitchen, F.C. Low-noise electronic design. Wiley & Sons, N.Y., 1973.
- [3] Paul, R. Tehnica măsurării tranzistoarelor. București, Editura tehnică, 1971.
- [4] Miller, C.K.S., Daywitt, W.C., Arthur, M.G. Noise standards, measurements and receiver noise definitions. In: Proceedings of the IEEE, vol. 55, nr. 6, June, 1967.
- [5] Dementiev, E.P. Elementi obșcei teorii i rasceota summaiuscili lineinih țepei. Gosenergoizdat, Moskva, 1963.
- [6] Levine, B. Fondements théoriques de la radiotechnique statistique (Tome I, II). Ed. Mir, Moscou, 1973.
- [7] Smoleanski, M.L. Tabele de integrale nedefinite. București, Editura tehnică, 1972.

CZ 621.396.12

AMPLIFICATOR DE RADIO-FRECVENȚĂ
TRANZISTOARE
PROGRAM DE CALCUL

Calculul rețelei de corecție pentru un amplificator de radiofrecvență de bandă largă cu tranzistoare

VASILE MUNTEAN, DRAGOȘ ZAHARIA, TUDOR TACU* —București

Introducere

Lucrarea de față își propune prezentarea unui program destinat calculului rețelei de corecție pentru un amplificator de radiofrecvență de putere de bandă largă echipat cu tranzistoare. În conformitate cu [1], exemplele numerice sînt date pentru un amplificator de radiofrecvență echipat cu tranzistoarele 2N3632, lucrînd în banda de frecvență de 1,5 MHz — 30 MHz, dar programul poate fi folosit cu ușurință cu modificări minime, pentru orice bandă de frecvențe.

* Ing. Muntean, V. și ing. Zaharia, D. sînt cercetători la I.C.E., iar ing. Tacu, T. la I.P.-București.

Mai întii citeva cuvinte referitoare la necesitatea unei astfel de rețele de corecție, determinată de folosirea tranzistoarelor în amplificatoare de bandă largă.

În primul rînd, o cerință fundamentală a amplificatoarelor de radiofrecvență de putere de bandă largă este aceea de a asigura o putere de ieșire constantă în întreaga gamă de frecvențe de lucru. Cum, de exemplu, pentru domeniul 1,5 MHz — 30 MHz, raportul f_{max}/f_{min} este de cîteva octave, iar cîștigul tranzistoarelor ce echiipează etajul final este scăzător cu frecvența rezută o primă concluzie foarte importantă, și anume: pentru a produce la ieșire o putere constantă în bandă, tranzistoarele

finale trebuie excitate cu un nivel de putere neuniform în bandă, și mai precis, cu o putere mai mică la frecvențe joase, unde câștigul tranzistoarelor este mai mare, și o putere mai mare la frecvențe mai înalte.

În al doilea rând, un alt element ce trebuie luat în considerație este acela că impedanța de intrare prezentată de etajul final constituie impedanța de sarcină pentru etajul prefinal. Cum pentru tranzistoarele de radiofrecvență de putere, rezistența de intrare R_i , respectiv reactanța de intrare X_i variază foarte mult în banda de lucru (spre exemplu, variația lui R_i și X_i cu frecvența pentru tranzistorul 2N3632 cu rezistență de 2 ohmi, montată în emitor este prezentată în tabelul 1), rezultă că nu este posibil ca etajul final să fie atacat direct de către etajul prefinal, deoarece în

Tabelul 1

f , MHz	R_i , ohmi	X_i , ohmi	G , cîștig
1,5	151,63	-4,71	171,45
3	135,18	-43,50	
5	79,25	-61,00	
7	57,50	-55,00	
10	40,14	-40,50	
15	30,33	-30,90	
18	27,00	-19,14	
20	26,50	-16,50	
24	25,60	-13,30	
28	24,50	-10,60	
30	24,21	-8,96	19,17

acest caz impedanța de sarcină a acestuia variază foarte mult; această situație este de dorit însă să fie evitată, deoarece etajul prefinal lucrează în condițiile optime pe o impedanță de sarcină fixă Z_0 . Măsurarea rezistenței de intrare R_i , a reactanței de intrare X_i și a câștigului G s-a realizat pe două tranzistoare 2N3632 ce funcționează în contratimp, clasă A-B, conform metodelor prezentate în [2]. Rezultatele mediate sînt prezentate în tabel.

În al treilea rând, un element ce are importanță în proiectarea unui astfel de amplificator este valoarea impedanței generatorului de atac. Luînd cele 2 extreme: o sursă de tensiune cu impedanță serie zero și un generator de curent cu impedanță paralel infinită și avînd în vedere alura exponențială a caracteristicii I_C-V_{BE} a unui tranzistor, apare evident că un generator de tensiune ideal nu este conve-

nabil realizării unui amplificator liniar. Tranzistorul fiind mai curînd un amplificator de curent ar fi de dorit ca el să fie atacat cu un generator de curent sau în orice caz cu impedanță cit mai mare. În practică, un compromis favorabil este posibil a se realiza prin inserirea în baza tranzistorului a unei rezistențe (nu prea mari din considerente energetice). În cele mai multe situații se preferă soluția adaptării de putere a celor două impedanțe: impedanța generatorului de atac (etaj prefinal) și impedanțele de intrare a tranzistoarelor etajului final.

Ținînd seama de aceste trei elemente prezentate apare necesitatea unei rețele de corecție introdusă la intrarea amplificatorului final, între etajul prefinal și final, avînd rolul:

— de a realiza un nivel de excitație a tranzistoarelor finale crescător cu frecvența, care să compenseze căderea câștigului tranzistoarelor cu frecvența;

— de a prezenta la intrare o impedanță constantă, egală cu Z_0 , care să constituie impedanță de sarcină pentru etajul prefinal;

— de a realiza pe cit posibil adaptarea impedanței de intrare a tranzistoarelor cu impedanța echivalentă de generator.

Scheme de rețele de corecție îndeplinind aceste trei cerințe sînt prezentate în figura 1 a, respectiv figura 1 b. Cum cele două rețele sînt asemănătoare în ceea ce privește cerințele de mai sus, alegerea trebuie să fie făcută din punctul de vedere al celei mai bune liniarități. Din acest punct de vedere schema din figura 1 a se preferă, deoarece crește impedanța generatorului de atac.

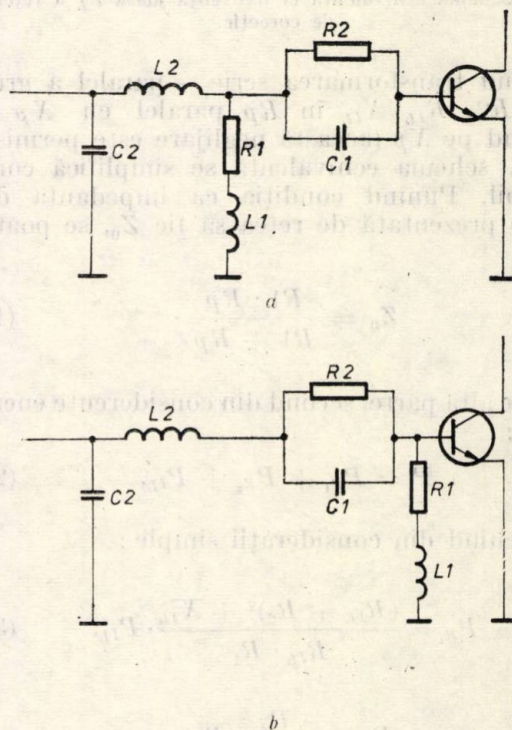


Fig. 1. Rețele de corecție.

1. Calculul elementelor rețelei

Se fac următoarele notații :

- F_L — frecvența minimă de lucru ;
- F_H — frecvența maximă de lucru ;
- X_{IL} — reactanța de intrare a tranzistorului la F_L ;
- X_{IH} — reactanța de intrare a tranzistorului la F_H ;
- R_{IL} — rezistența de intrare a tranzistorului la F_L ;
- R_{IH} — rezistența de intrare a tranzistorului la F_H ;
- G_L — câștigul în putere al tranzistorului la F_L ;
- G_H — câștigul în putere al tranzistorului la F_H .

Făcînd de asemenea presupunerea că la F_L reactanța prezentată de elementele C_1 , C_2 , L_1 , L_2 se poate neglija, calculul elementelor R_1 și R_2 decurge astfel :

Determinarea valorii lui R_1 se face pornind de la schema echivalentă la F_L a ansamblului rețea de corecție și tranzistor, prezentată în figura 2.

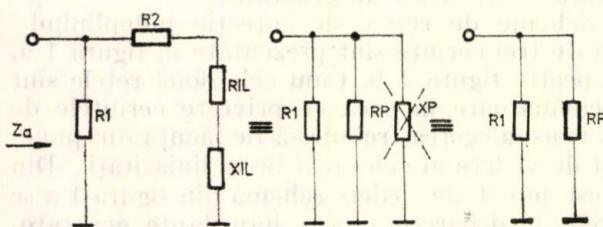


Fig. 2. Schema echivalentă la frecvență joasă F_L a rețelei de corecție.

Făcînd transformarea serie — paralel a grupului R_2 , R_{IL} , X_{IL} în R_p paralel cu X_p și neglijînd pe X_p (această neglijare este permisă la F_L), schema echivalentă se simplifică considerabil. Punînd condiția ca impedanța de intrare prezentată de rețea să fie Z_0 , se poate scrie :

$$Z_0 = \frac{R_1 \cdot R_p}{R_1 + R_p} \quad (1)$$

Pe de altă parte, scriînd din considerente energetice :

$$P = P_{R_1} + P_{R_2} + P_{IL} \quad (2)$$

și înlocuind din considerații simple :

$$P_{R_1} = \frac{(R_{IL} + R_2)^2 + X_{IL}^2}{R_{IL} \cdot R_1} \cdot P_{IL} \quad (3)$$

$$P_{R_2} = \frac{R_2}{R_{IL}} \cdot P_{IL} \quad (4)$$

rezultă :

$$P = \frac{(R_{IL} + R_2)^2 + X_{IL}^2}{R_{IL} \cdot R_1} \cdot P_{IL} + \frac{R_2}{R_{IL}} \cdot P_{IL} + P_{IL} \quad (5)$$

și notînd :

$$A_L = \frac{P}{P_{IL}} = \frac{(R_{IL} + R_2)^2 + X_{IL}^2}{R_{IL} \cdot R_1} + \frac{R_2}{R_{IL}} + 1 \quad (6)$$

rezultă :

$$R_1 = \frac{(R_{IL} + R_2)^2 + X_{IL}^2}{R_{IL}(A_L - 1) - R_2} \quad (7)$$

Folosind valoarea lui R_1 dată de (1) :

$$R_1 = \frac{Z_0 \cdot R_p}{R_p - Z_0} \quad (8)$$

unde :

$$R_p = \frac{(R_{IL} + R_2)^2 + X_{IL}^2}{R_{IL} + R_2} \quad (9)$$

și egalînd-o cu cea dată de (7), rezultă după calcule și după reținerea soluției pozitive :

$$R_2 = \sqrt{A_L \cdot R_{IL} \cdot Z_0 - X_{IL}^2} - R_{IL} \quad (10)$$

Înlocuind (10) în (7) rezultă de asemenea :

$$R_1 = \frac{A_L \cdot R_{IL} \cdot Z_0}{A_L \cdot R_{IL} - \sqrt{A_L \cdot R_{IL} \cdot Z_0 - X_{IL}^2}} \quad (11)$$

Pentru calculul elementelor L_1 , C_1 se ia în considerație circuitul echivalent la F_H al ansamblului rețea și tranzistor, figura 3.

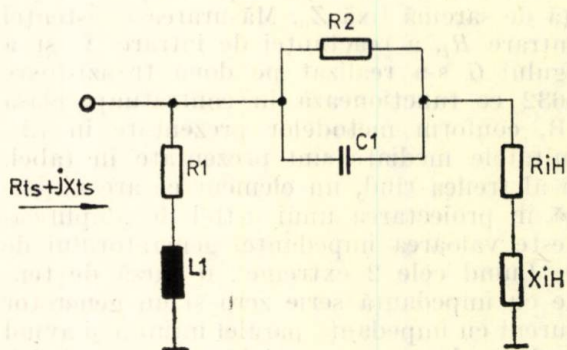


Fig. 3. Schema echivalentă la frecvență înaltă F_H a rețelei de corecție.

Făcînd, de asemenea, transformările paralel-serie și serie-paralel prezentate în figura 4 și introducînd factorul :

$$\alpha = \frac{R_{R2}}{P_{IH}} = \frac{P_{R2S}}{P_{IH}}, \quad (12)$$

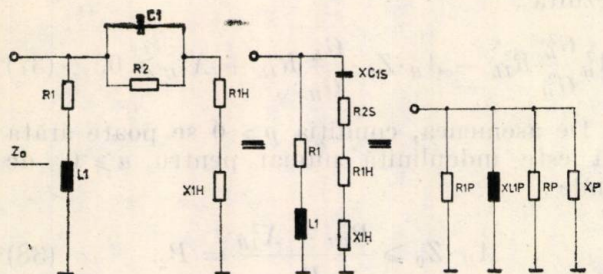


Fig. 4. Transformări paralel-serie și serie-paralel ale rețelei de corecție.

se poate scrie :

$$\begin{aligned} P_{R1p} &= P - P_{Rp} = P - (1 + \alpha) P_{IH} = \\ &= [A_H - (1 + \alpha)] P_{IH}, \end{aligned} \quad (13)$$

cu :

$$A_H = \frac{P}{P_{IH}}. \quad (14)$$

Dar :

$$\frac{R_p}{R_{1p}} = \frac{P_{R1p}}{P_{Rp}} = \frac{[A_H - (1 + \alpha)] \cdot P_{IH}}{(1 + \alpha) P_{IH}},$$

sau :

$$R_{1p} = \frac{1 + \alpha}{A_H - (1 + \alpha)} \cdot R_p. \quad (15)$$

Utilizînd condiția :

$$Z_0 = \frac{R_{1p} \cdot R_p}{R_p + R_{1p}} \quad (16)$$

și egalînd valoarea lui R_{1p} , dată de (15), cu valoarea lui R_{1p} , dată de (16) rezultă :

$$\frac{R_p \cdot Z_0}{R_p - Z_0} = \frac{1 + \alpha}{A_H - (1 + \alpha)} \cdot R_p, \quad (17)$$

sau după transformări :

$$R_p = \frac{A_H}{1 + \alpha} \cdot Z_0, \quad (18)$$

în continuare :

$$\begin{aligned} R_p &= (R_{IH} + R_{2S}) \cdot \left[1 + \left(\frac{X_{IH} + X_{C1S}}{R_{IH} + R_{2S}} \right)^2 \right] = \\ &= \frac{(R_{IH} + R_{2S})^2 + (X_{IH} + X_{C1S})^2}{R_{IH} + R_{2S}}. \end{aligned} \quad (19)$$

Ținînd seama de :

$$R_{2S} = \alpha \cdot R_{IH}, \quad (20)$$

$$X_{C1S} = -R_{2S} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_{2S}} - 1} \quad (21)$$

și înlocuind în (19) :

$$\begin{aligned} R_p &= \\ &= \frac{[(1 + \alpha)R_{IH}]^2 + \left[X_{IH} - \alpha \cdot R_{IH} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{\alpha \cdot R_{IH}} - 1} \right]^2}{(1 + \alpha)R_{IH}}. \end{aligned} \quad (22)$$

Introducînd parametrul :

$$p = \sqrt{\frac{R_2}{\alpha \cdot R_{IH}} - 1} \quad (23)$$

se deduce :

$$\alpha = \frac{R_2}{R_{IH}(p^2 + 1)}. \quad (24)$$

Prin introducerea lui (24) în (22) și (18) prin egalarea relației (18) cu (22) rezultă o ecuație de forma :

$$ap^2 + bp + c = 0, \quad (25)$$

unde :

$$a = (A_H \cdot R_{IH} \cdot Z_0 - R_{IH}^2 - X_{IH}^2) R_{IH} \quad (26)$$

$$b = 2 \cdot R_{IH} \cdot X_{IH} \cdot R_2, \quad (27)$$

$$c = a - (2R_{IH}^2 + R_{IH} \cdot R_2) \cdot R_2. \quad (28)$$

În această ecuație, ținînd seama de (21), cel puțin una din valorile lui p trebuie să fie pozitivă.

Folosind (21) rezultă :

$$X_{C1} = \frac{1}{2\pi \cdot F_H \cdot C_1} = \frac{-R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{\alpha \cdot R_{IH}} - 1}}, \quad (29)$$

de unde :

$$C_1 = \frac{\sqrt{\frac{R_2}{\alpha \cdot R_{IH}} - 1}}{2 \cdot \pi \cdot F_H \cdot R_2}, \quad (30)$$

Din considerente similare, se pot deduce :

$$L_1 = R_1 \cdot \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_1} - 1} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_H}, \quad (31)$$

$$L_2 = \frac{R_{ts} \sqrt{\frac{Z_0}{R_{ts}} - 1} - X_{ts}}{2 \cdot \pi \cdot F_H}, \quad (32)$$

$$C_2 = \frac{\sqrt{\frac{Z_0}{R_{ts}} - 1}}{2 \cdot \pi \cdot F_H \cdot Z_0}, \quad (33)$$

unde R_{ts} și X_{ts} sînt rezistența, respectiv reactanța prezentată de grupul $R1, R2, C1, L1$ și tranzistor la frecvența F_H , figura 5.

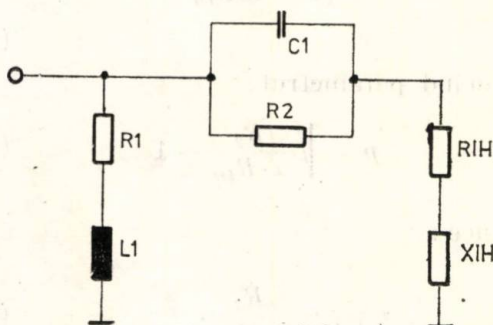


Fig. 5. Schemă electrică a rețelei de corecție necesară determinării elementelor L_2, C_2 .

2. Necesitatea alcătuirii programului de calcul

La o primă vedere, problema calculului elementelor rețelei se reduce la aplicarea strictă a relațiilor de proiectare date de (10), (11), (30), (31), (32), (33).

O serie de probleme de realizabilitate fizică, deci de limitare în alegerea parametrilor A_H, Z_0 fac însă ca rezolvarea problemei să prezinte dificultăți majore de calcul, dictate de necesitatea repetării calculului de un număr mare de ori :

Astfel, ținînd seama și de condiția de putere constantă la ieșire dată de :

$$\frac{A_H}{G_H} = \frac{A_L}{G_L}, \quad (34)$$

relația (10) devine :

$$R_2 = \sqrt{A_H \frac{G_L}{G_H} \cdot R_{IL} \cdot Z_0 - X_{IL}^2 - R_{IL}}, \quad (35)$$

și din condiția $R_2 \geq 0$ se traduce în final :

$$A_H \cdot Z_0 \geq \frac{X_{IL}^2 + R_{IL}^2}{\frac{G_L}{G_H} \cdot R_{IL}} = P_1. \quad (36)$$

În termeni identici, punînd condiția $R_1 \geq 0$, rezultă :

$$A_H^2 \frac{G_L^2}{G_H^2} R_{IL}^2 - A_H \cdot Z_0 \cdot \frac{G_L}{G_H} R_{IL} + X_{IL}^2 \geq 0. \quad (37)$$

De asemenea, condiția $p > 0$ se poate arăta că este îndeplinită numai pentru $a \geq 0$, de unde :

$$A_H \cdot Z_0 \geq \frac{R_{IH}^2 + X_{IH}^2}{R_{IH}} = P_2. \quad (38)$$

În fine, din condiția $b^2 - 4ac \geq 0$, necesară pentru existența reală a lui p , se deduce o condiție similară și anume :

$$A_H Z_0 \geq \frac{Q_{\max}^2 + b}{a} = P_3, \quad (39)$$

unde :

$$Q_{\max} = \max \{Q_1, Q_2, Q_3, Q_4\}. \quad (40)$$

Unde : Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 sînt rădăcini reale ale ecuației :

$$jQ + kQ + lQ^2 + mQ + n = 0, \quad (41)$$

cu :

$$j = R_{IH}(G_L \cdot R_{IL}/G_H - R_{IH}), \quad (42)$$

$$k = 2(G_L/G_H) \cdot R_{IH} \cdot R_{IL} \cdot (R_{IH} - R_{IL}), \quad (43)$$

$$l = -G_L^2 \cdot R_{IH}^2 \cdot R_{IL}^2 / G_H^2 + G_L \cdot R_{IL} \cdot (2 \cdot R_{IH}^3 + X_{IL}^2 \cdot R_{IH} + R_{IL}^2 \cdot R_{IH} + 2R_{IH} \cdot X_{IH}^2 - 2X_{IL} \cdot R_{IH}^2) / G_H, \quad (44)$$

$$m = \frac{G_L^2 \cdot R_{IL}}{G_H^2} (2 \cdot R_{IL} \cdot R_{IH}^2 - 2 \cdot R_{IH} \cdot X_{IH}^2 - 2R_{IH}^3) + \frac{G_L \cdot R_{IL}}{G_H} (2 \cdot X_{IL}^2 \cdot R_{IH}^2 - 2X_{IL}^2 \cdot R_{IL} \cdot R_{IH}), \quad (45)$$

$$n = \frac{G_L^2 \cdot R_{IL}^2}{G_H^2} \cdot [R_{IL}^2 \cdot X_{IL}^2 - (R_{IH}^2 + X_{IH}^2)^2 + (2 \cdot R_{IL} \cdot R_{IH} - R_{IL}^2) \cdot (R_{IH}^2 + X_{IH}^2)] + \frac{G_L \cdot R_{IL}}{G_H} [X_{IL}^2 \cdot R_{IL} \cdot R_{IH} - 2 \cdot X_{IL}^2 \cdot R_{IL} \cdot R_{IH} + 2 \cdot X_{IL}^2 \cdot R_{IH} (X_{IH}^2 + R_{IH}^2)] - X_{IL}^4 \cdot R_{IH}^2. \quad (46)$$

O ultimă relație de constrângere este dictată de condiția de pasivitate a rețelei și anume:

$$A_H \geq 1. \quad (47)$$

Relațiile (36) ... (39) pun în evidență astfel un lucru foarte important și anume faptul că mărimile A_H , Z_0 , alese la începutul proiectării, nu pot varia independent, ci valorile inițiale trebuie ajustate în timpul proiectării, astfel ca toate relațiile de constrângere să fie îndeplinite. Este necesară în acest caz alcătuirea unui program iterativ, care să repete întregul calcul și să ajusteze valorile lui A_H și/sau Z_0 de atâtea ori pînă cînd întreg sistemul de ecuații și restricții admite soluții fizic realizabile.

Pentru a avea o imagine clară asupra celor spuse mai sus se va examina în continuare o interpretare geometrică a condițiilor (36) ... (39), prezentate în figura 6.

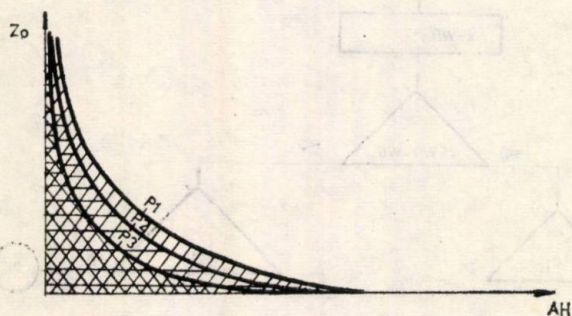


Fig. 6. Reprezentarea grafică a ecuațiilor (36), (38), (39), și a limitărilor impuse.

Astfel, considerînd planul A_H , Z_0 , curba $A_H \cdot Z_0 = P_1$ reprezintă o hiperbolă echilaterală, iar punctele de coordonate A_H , Z_0 care satisfac condiția (36) se află deasupra hiperbolei $A_H \cdot Z_0 = P_1$.

În mod similar, pentru condițiile (38) și (39), punctele care satisfac cerințele impuse se află deasupra curbelor $A_H \cdot Z_0 = P_2$ și $A_H \cdot Z_0 = P_3$.

În ceea ce privește relația de constrângere (37), ecuația $A_H^2 \cdot \frac{G_L^2}{G_H^2} \cdot R_{IL}^2 - A_H \cdot Z_0 \cdot \frac{G_L}{G_H} \cdot R_{IL} + X_{2L}^2 = 0$, reprezintă, de asemenea, o hiperbolă, avînd asimptotele: $A_H = 0$ și $A_H = \frac{G_H}{G_L} \cdot \frac{1}{R_{IL}} \cdot Z_0$, iar regiunile în care condiția (37) este îndeplinită, sînt prezentate în figura 7.

Ținînd seama și de condiția de pasivitate:

$$A_H \geq 1$$

și:

$$Z_0 \geq 0.$$

Mulțimea punctelor de coordonate A_H , Z_0 pentru care sînt îndeplinite simultan condițiile

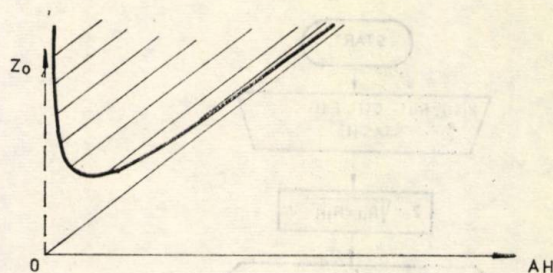


Fig. 7. Reprezentarea grafică a ecuației (37) și a limitării impuse.

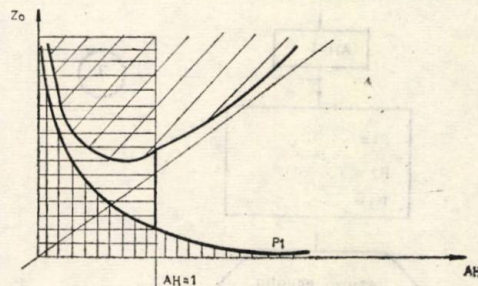


Fig. 8. Reprezentarea grafică a ecuațiilor (36), (37), (38), (39) și a limitărilor impuse.

(36) ... (39), (47) este cuprinsă între limitele din figura 8.

Astfel tind lucrurile, în decursul programului trebuie ca punctul curent de coordonate A_H , Z_0 , să fie adus în interiorul zonei permise, plecînd de la soluția inițială, și mai mult, cu A_H , Z_0 ales trebuie ca condiția pentru factorul de undă staționară (VSWR) să fie respectată.

3. Prezentarea programului

Ținînd seama de elementele arătate, a fost alcătuit un program a cărui organigramă este prezentată în figura 9.

La începutul programului, în funcție de valorile R_{IL} , R_{IH} se alege o valoare Z_0 inițială; cum Z_0 , nu poate avea în practică orice valoare, ci trebuie să provină din valorile curente 50 ohmi, 60 ohmi sau 75 ohmi prin rapoarte fracționare de transformare, valoarea Z_0 calculată inițial este înlocuită cu valoarea STAS (I) cea mai apropiată.

În continuare, calculul decurge în conformitate cu cele prezentate în capitolul II. Sînt determinate limitările lui Z_0 și se inițializează $A_H = 1$. Sînt determinate pentru prima frecvență de lucru, F_L elementele rețelei, cu ele se calculează la frecvența curentă VSWR-ul; în cazul în care el se menține la un nivel acceptabil, elementele rețelei sînt considerate bune și se reiau calculele și verificările pentru o frecvență mai mare; în cazul în care VSWR-ul este prea mare, se testează dacă ecuația (25) are două soluții pozitive; dacă ea are 2 soluții pozitive se reiau calculele pentru cealaltă va-

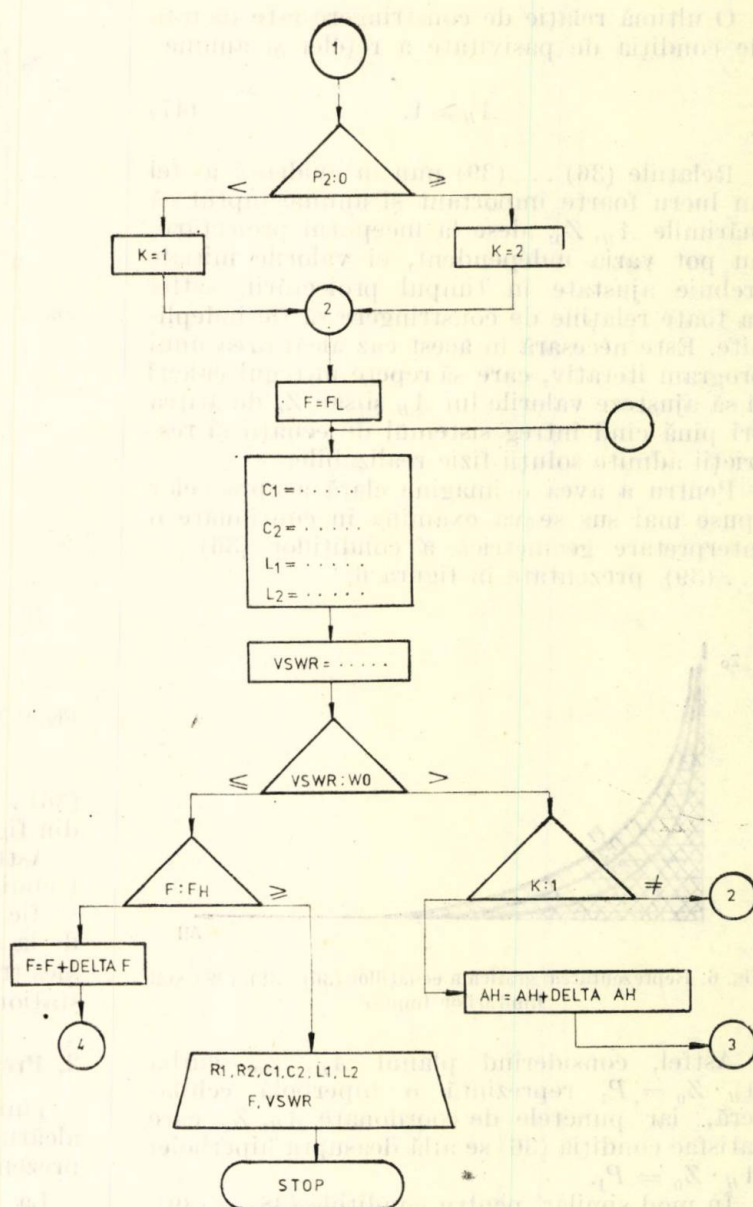
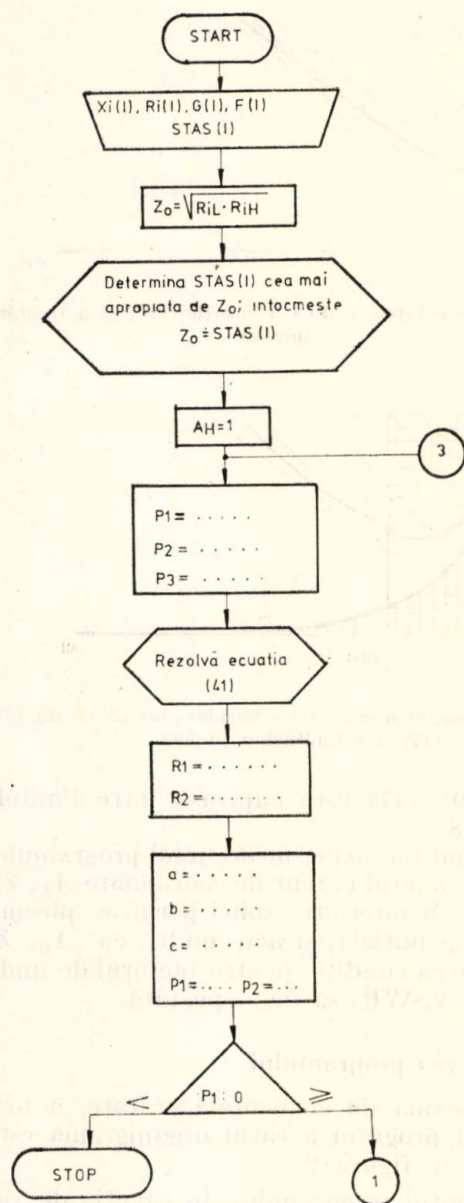


Fig. 9. Organigrama programului de lucru.

loare a lui p , dacă nu, valoarea lui A_H este ajustată și calculele se reiau din (3).

Programul se încheie în momentul în care pentru o valoare Z_0 convenabilă și pentru valori calculate ale elementelor rețelei, VSWR-ul este mai mic decât W_0 cerut în toată banda de lucru; este comandată tipărirea valorilor elementelor rețelei și a VSWR-ului la mai multe frecvențe din bandă.

4. Testarea programului

Testarea programului s-a făcut pentru tranzistorul 2N3632, iar verificarea practică s-a executat pe schema de principiu din figura 10, prezentată și în [2]. În această schemă tranzistoarele 2N3632 funcționează în contratimp,

clasa A—B, realizându-se în acest mod un emițător de unde scurte în gama de frecvențe de 1,5 ÷ 30 MHz, cu putere de 20 W. Rezul-

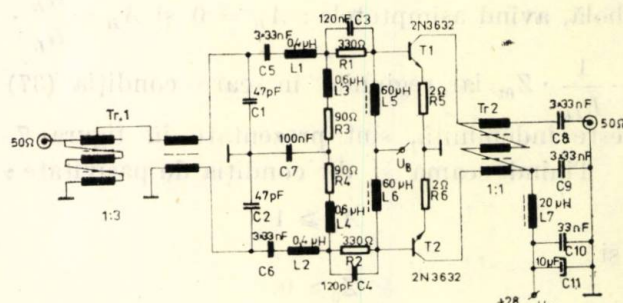


Fig. 10. Schema de principiu a amplificatorului de bandă largă realizat cu 2N3632 în push-pull, clasa A—B.

tatele calculului elementelor rețelei de corecție $R1$, $R2$, $L1$, $C1$, $L2$ și $C2$ pentru un factor de undă staționară $WO = 1,35$ sînt prezentate în anexa 1.

ANEXA 1

RIL=151.63 OHMI	XIL= -4.71 OHMI	GL=171.45
RIH=24.21 OHMI	XIH= -8.96 OHMI	GH= 19.17
ZO=75.00 OHMI	AHMAX= 3.50	VSWRMAX= 1.35
ZOMIN=27.52 OHMI	ZOMAX=1356.14 OHMI	
F= 1500000. HERTZI	VSWR=1.02	
F= 3000000. HERTZI	VSWR=1.04	
F= 5000001. HERTZI	VSWR=1.05	
F= 7000001. HERTZI	VSWR=1.07	
F=10000002. HERTZI	VSWR=1.10	
F=15000002. HERTZI	VSWR=1.17	
F=18000004. HERTZI	VSWR=1.11	
F=20000004. HERTZI	VSWR=1.09	
F=24000004. HERTZI	VSWR=1.00	
F=28000004. HERTZI	VSWR=1.18	
F=30000004. HERTZI	VSWR=1.32	
ZO=75.00 OHMI	AH= 2.23	AL= 20.02
R1=88.98 OHMI	R2=325.59 OHMI	
C1=0.138E-09 F	C2= 0.453E-10 F	
L1=0.582E-06 H	L2= 0.428E-06 H	

Din anexă se constată că pentru factorul de undă staționară impus 1,35, impedanța caracteristică optimă este $Z_0 = 75$ ohmi, iar câștigul este $G = G_L/A_L = G_H/A_H = 171,45/20,02 = 19,17/2,23 = 8,5$ (9,3 dB). Pentru adaptarea generatorului de atac care are rezistența de generator de 50 ohmi, la cele două rețele de corecție ale tranzistoarelor etajului amplificator de impedanță $2 \cdot Z_0 = 150$ ohmi, se folosește la intrare transformatorul cu linie 1 : 3. Pentru adaptarea sarcinii la impedanța de ieșire a etajului amplificator se utilizează transformatorul de ieșire cu linie 1 : 1.

Performanțele obținute practic sînt bune. Astfel, factorul de undă staționară măsurat la intrare cu metoda prezentată în [2] este mai bun de 1,5 (calculat 1,35), iar câștigul variază între 9 și 10,4 dB (calculat 9,3 dB).

Se observă că impunerea unui factor de undă staționară la intrare mai mic decît cel

necesar pentru funcționarea corectă a etajului anterior, produce pierderi de putere mai mari în rețeaua de corecție și deci micșorarea câștigului etajului amplificator de bandă largă.

5. Concluzii

Lucrarea prezintă un program pentru calculul elementelor rețelei de corecție a unui amplificator liniar de radiofrecvență de putere de bandă largă cu tranzistori. Programul este elaborat în limbajul FORTRAN IV, și rulat pe un calculator IBM 1130. Rezultatele obținute au fost verificate practic cu aranjamentul prezentat în [2].

Bibliografie

- [1] MBLE Electronic Application Laboratory Report, ECO 7114 din 06.09.1971.
- [2] Pupeza, D., Muntean, V. Măsurarea impedanței de intrare și a câștigului tranzistorilor de R.F. la nivel mare. Amplificator de 20W (1,5 la 30 MHz) realizat cu tranzistorul 2N3632. In : E.E.A. — Electronica și Automatica, 21, nr. 2, iunie 1977.

PUBLICOM PUBLICOM PUBLICOM

SPECIALIZED EXHIBITIONS TO BE STAGED IN 1980

1. **SHOP '80**
22-25.01.1980
(Consumer goods for specialized shops)
2. **MUZICĂ — SPORT — AGREMENT '80**
5-8.02.1980
(Music — Sport — Entertainment)
3. **ENERGETICA '80**
12-15.02.1980
(Power equipment and up-to-date systems for obtaining, stoking, conveying and savings of powder supply)
4. **LABORATORIU '80**
19-22.02.1980
(Equipment and installations for laboratory)
5. **ACOPERIRI METALICE '80**
26-29.02.1980
(Metal-coatings, galvanotechnique)
6. **SUDURA '80**
4-7.03.1980
(Welding equipment, installations, devices and spare parts)
7. **MEDICINA '80**
18-21.03.1980
(Medical equipment and installations/Medicines)
8. **TEHNICA HIRTETI '80**
1-4.04.1980
(Paper manufacturing equipment and various paper assortment)
9. **ARMATURI POMPE '80**
8-11.04.1980
(Industrial fittings, pumps, accessories)
10. **AUTO-SERVICE '80**
15-18.04.1980
(Equipment, spare parts, cosmetics for motorcar service)
11. **CONSTRUCTIA INDUSTRIALĂ '80**
27-30.05.1980
(Outfits and technologies for industrial construction use)
12. **TEHNICA NUCLEARĂ '80**
3-6.06.1980
(Equipment, installations and apparatus for nuclear technique, radioactive substances, reagents)
13. **CONFEX '80**
10-13.06.1980
(Accessories for ready-mades)
14. **REPRO-POLIGRAFICA '80**
17-20.06.1980
(Equipment for the printing and copying industry)
15. **INDUSTRIA NAVALĂ '80**
26-29.08.1980
(Ship equipment, apparatus and instruments)
16. **PISCICOLIA '80**
26-29.08.1980
(Equipment for fish industry)
17. **PESTICIDE '80**
16-19.09.1980
(Pesticides, insecticides, herbicides, fungicides)
18. **ANTIPOLUARE '80**
21-24.10.1980
(Pollution detecting, indicating and control equipment)
19. **GEOFIZICA '80**
28-31.10.1980
(Devices and instruments for geophysics)
20. **TESTĂRI '80**
4-7.11.1980
(Physico-mechanical tests and destructive-nondestructive control equipment)
21. **SCULE, DIAMANTE — ABRAZIVE '80**
11-14.11.1980
(Diamond, tools and industrial diamonds)
22. **FOTO-KINO-OPTICA '80**
18-21.11.1980
(Optical and photo instruments)
23. **ASBEST '80**
25-28.11.1980
(Asbestos materials, yarns and ready-mades)
24. **TEHNOLOGIUL '80**
2-5.12.1980
(Equipment and accessories for computing technique)
25. **MATERIALE SI ECHIPAMENTE PENTRU STINGEREA INCENDIILOR '80**
9-12.12.1980
(Fire extinction materials and equipment)

Publicom is able, following your request, to offer you the corresponding documentation for each exhibition

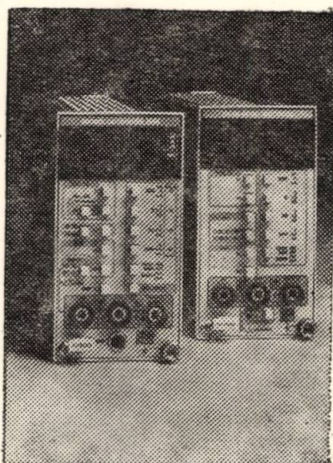


RST



MULTIMETRU DIGITAL DM 502 A CU AUTOSCALARE

NOU!

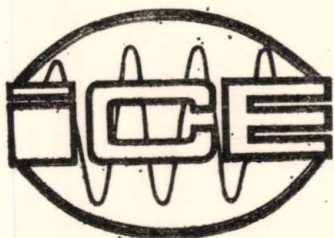


Avantaje :

- Autoscalare
- RMS stabil
- Funcții pe 7 segmente
- Compatibil cu TM 500
- Afișare DB

Caracteristici tehnice :

- $3\frac{1}{3}$ digiți.
- Rezoluție 100 μ V.
- 40 kV. max. la tensiune înaltă PR
- Accesibilitate la 650 \$ US
- Măsurări de temperatură la 200° C



Service și asistență tehnică

INSTITUTUL DE CERCETĂRI
ELECTRONICE

Calea Floreasca 169, București
telefon 33 35 83



RST



ROHDE & SCHWARZ-TEKTRONIX Gesellschaft m. b. H.
1100 Wien, Sonnleithnergasse 20
Telefon (0222) 62 61 41-0 — Telex (01) 339 33

17980 APR 24